



**João Jorge Silva
Sousa**

Amplificador Classe AB para Arquitectura Doherty



**João Jorge Silva
Sousa**

Amplificador Classe AB para Arquitectura Doherty

dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. José Carlos Pedro, Professor Catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e sob a co-orientação científica do Dr. Pedro Miguel da Silva Cabral, Professor Auxiliar Convidado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Dedico este trabalho à minha mãe Alda, ao meu pai Orlando e à minha tia madrinha Lina pelo incansável apoio.

o júri

Presidente

Prof. Doutor Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho

professor associado com agregação da Universidade de Aveiro (em representação do reitor da Universidade de Aveiro)

Prof. Doutora Maria João Ramos Marques Coelho Carrilho do Rosário

professora auxiliar no Instituto Superior Técnico da Universidade Técnica de Lisboa

Prof. Doutor José Carlos Esteves Duarte Pedro

professor catedrático da Universidade de Aveiro (orientador)

Prof. Doutor Pedro Miguel da Silva Cabral

professor auxiliar convidado da Universidade de Aveiro (co-orientador)

Agradecimentos

Aos meus orientadores: Prof. José Carlos Pedro e Prof. Pedro Cabral pela sua disponibilidade, pela sabedoria e ensinamentos transmitidos, e pelo elevado grau de exigência que sempre os caracterizou.

À Universidade de Aveiro, Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática e ao Instituto de Telecomunicações por me terem facultado todos os meios e ambiente de trabalho necessários à minha formação.

A todos os meus amigos que directa ou indirectamente contribuíram para a minha formação, estando sempre presentes quando mais foram precisos. Com especial apreço pelos “mitras” (Cardote, Toni, Burn, Gasosa, Botte, Amorim, Renato, Ramiro, Ricardinho, André, Matos, Cláudia e Pardilhó), companheiros de “guerra” e certamente amigos para estimar e recordar o resto da vida, pelos meus conterrâneos “a malta”, que nunca me abandonaram, e também pela Barbara Almeida, tu sabes a tua importância nisto tudo, Igor Fonseca, grande camarada (“sempre nisto juntos”), Filipe Rodrigues, pela boa ajuda, Filipe Dias, eu sabia que um dia tinhas de vir para Aveiro, e Ana Duarte, pelo apoio na recta final. A todos os que mencionei e para aqueles que poderei ter esquecido o meu muito obrigado.

Aos meus pais, pelo amor incondicional, por tudo o que me ensinaram, sobretudo, pelo esforço e pelos sacrifícios que sempre fizeram para que este sonho se concretizasse.

Por fim, gostaria de agradecer a toda a minha família, aos meus avós, a quem muito trabalho dei e que ainda assim, sempre me criaram com carinho, aos meus tios e aos meus primos, por toda a força, apoio e encorajamento disponibilizados. Sem vocês certamente não seria quem sou.

A todos os que contribuíram para a minha formação, tanto pessoal como académica, o meus sinceros agradecimentos.

palavras-chave

Amplificadores, base station, classes de operação, comunicações móveis, Doherty, eficiência, linearidade, linha de transmissão, potência, rádio frequência, recta de carga.

Resumo

Com a evolução das comunicações móveis, a necessidade de aumentar as taxas de transmissão de dados tornou-se essencial. Como as técnicas utilizadas para conseguir essas taxas pressupõem a utilização de amplificadores de potência lineares, o grande desafio é conseguir amplificadores que disponibilizem, simultaneamente, uma boa linearidade e eficiência. Contudo para RF, amplificadores de potência lineares são inerentemente pouco eficientes. A eficiência é importante uma vez que com esta torna-se possível reduzir os custos das comunicações, devido por exemplo, ao facto de ser necessária menos energia para a alimentação do amplificador.

Nesta dissertação, estuda-se uma arquitectura para amplificadores de potência em RF, que promete conseguir simultaneamente linearidade e um aumento considerável da eficiência. Esta arquitectura tem o nome do seu criador, W. H. Doherty, chamando-se assim arquitectura Doherty.

Para além disso, pretende-se desenvolver um amplificador classe AB que possa integrar esta arquitectura como o seu *carrier amplifier* (conceito que será compreendido com a leitura da tese).

Para a realização destes objectivos, ao longo do trabalho são aprofundados alguns conceitos teóricos essenciais à sua implementação e compreensão. Esses conceitos consistem na teoria das classes de amplificadores de potência, nas características mais importantes para a avaliação de um amplificador de potência, também chamadas de figuras de mérito, e principalmente no amplificador Doherty propriamente dito.

No estudo do amplificador Doherty, faz-se uma pequena alusão à teoria de linhas de transmissão e segue-se com o estudo do seu princípio de funcionamento, comportamento em eficiência, linearidade, vantagens e desvantagens.

Para finalizar, realiza-se o projecto de um amplificador classe AB, desde a fase de projecto, passando pela implementação prática e medição em ambiente laboratorial, terminando com uma análise crítica dos resultados.

Keywords

Amplifiers, base station, classes of operation, Doherty, efficiency, linearity, load line, mobile communications, power, radio frequency, transmission line.

Abstract

With mobile communications evolution, the need for increased data transmission rates became essential. As the techniques applied to obtain those rates presume linear power amplification, the big challenge is to obtain amplifiers that have simultaneously a good linearity and efficiency. Efficiency is important since enables the reduction of the communications cost because, for example, less energy is needed for the amplifier supply. In this dissertation, we study a promising architecture for RF power amplifiers that simultaneously offers linearity and efficiency. This architecture has the name of its creator, W. H. Doherty, reason why it is known as Doherty architecture. Furthermore, it is an objective of this work to develop a class AB power amplifier that can integrate this architecture as its *carrier amplifier* (concept that will be understood along the thesis reading). To achieve these objectives, alongside of this work some theoretical concepts, essential to its implementation and understanding, are analyzed. Those concepts are the power amplifiers operation classes theory, some figures of merit, usually used in power amplifier evaluation, and mainly the Doherty amplifier itself. In Doherty amplifier study, it is made a small allusion to transmission line theory followed by the study of its operation principles, behavior in efficiency, linearity, advantages and disadvantages. To finalize, the project of a class AB power amplifier is developed, since its design phase, passing through its practical implementation and laboratory measurements, finishing with a critical analysis of the obtained results.

ÍNDICE

Índice.....	i
Índice de Figuras.....	iii
Índice de Tabelas	vii
Lista de Acrónimos.....	ix
CAPÍTULO 1.....	1
Introdução	1
1.1 Motivação e Enquadramento	1
1.2 Objectivos	3
1.3 Organização da Dissertação.....	3
CAPÍTULO 2	5
Amplificadores de Potência em RF	5
2.1 Características dos Amplificadores de Potência	6
2.1.1 Linearidade.....	6
2.1.2 Medidas da Linearidade de um Amplificador.....	8
2.1.2.1 Ponto de compressão de 1dB.....	8
2.1.2.2 Intermodulation Distortion Ration	9
2.1.2.3 Ponto de intersecção de terceira ordem	10
2.1.2.4 Adjacent-Channel Power Ratio.....	11
2.1.3 Eficiência.....	12
2.2 Classes de Operação	14
2.3 Sumário	17
CAPÍTULO 3	19
A Arquitectura Doherty	19
3.1 Introdução.....	19
3.2 História do Amplificador Doherty	20
3.3 Princípio de funcionamento	21
3.3.1 Níveis de Envolvente Baixos	24
3.3.2 Níveis de Envolvente Superiores ao “ponto de transição”	26
3.4 A Eficiência no Doherty	28
3.4.1 Abaixo do “ponto de transição”	28
3.4.2 Acima do “ponto de transição”	29

3.4.3	Ponto de Potência Máxima	30
3.5	Linearidade no Doherty	31
3.6	Vantagens e Desvantagens da Arquitectura Doherty	34
3.6.1	Vantagens	34
3.6.2	Desvantagens	35
3.7	Sumário	35
CAPÍTULO 4.....		37
Projecto do Amplificador		37
4.1	Escolha do Dispositivo Activo	37
4.1.1	Parâmetros do Transistor	41
4.2	Cálculo da Impedância de Carga Desejada	43
4.3	Projecto do “carrier amplifier” – Classe AB	47
4.3.1	Malha de Polarização (Microstrip)	51
4.3.2	Malha de adaptação de saída (Microstrip)	52
4.3.3	Malha de adaptação de entrada (Microstrip)	53
4.3.4	Análise de estabilidade	55
4.3.5	Resultados e alterações finais	58
4.4	Sumário	61
CAPÍTULO 5.....		63
Implementação Prática e Resultados		63
5.1	Desenho do layout e implementação	63
5.2	Método de medição e resultados	66
5.3	Sumário	69
CAPÍTULO 6.....		71
Conclusão e Trabalho Futuro		71
6.1	Sumário e Conclusão	71
6.2	Trabalho Futuro	72
Referências.....		75
Bibliografia.....		77

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1 - Diagrama de potências de um amplificador, em que P_{in} representa a potência do sinal de entrada, P_{out} a potência entregue à carga, P_{DC} a potência consumida da fonte e P_{diss} a potência dissipada pelo amplificador.	5
Fig. 2 - Espectro de frequências de um sinal de dois tons à saída de um amplificador.	8
Fig. 3 – Potência de saída em função da potência de entrada de um amplificador de potência genérico e ponto de compressão de 1dB.....	9
Fig. 4 – Ponto de intercepção de terceira ordem.	11
Fig. 5 – Espectro do sinal de entrada e saída para frequências apenas dentro da banda (modificada de [5]).	12
Fig. 6 – Ponto de polarização (Q) e linha de carga escolhidas para um amplificador Classe A (as classes de operação vêm explicadas na secção 2.2) [5].	13
Fig. 7 - Formas de onda da corrente e tensão em amplificadores de potência consoante as diferentes classes de operação [1].	14
Fig. 8 – Classes de operação de amplificadores de potência baseadas na curva característica de um dispositivo activo genérico.....	15
Fig. 9 – William H. Doherty [9].	20
Fig. 10 – O Amplificador Doherty implementado com tubos de vácuo [2].	21
Fig. 11 – O Amplificador Doherty convencional	21
Fig. 12 – Alteração da recta de carga, modificação da figura presente em [5]	22
Fig. 13 – Linha de transmissão terminada com uma carga de impedância Z_L	23
Fig. 14 – Linha de transmissão de $\lambda/4$ imediatamente antes da carga Z_0	25
Fig. 15 – Linha de transmissão de $\lambda/4$ imediatamente a seguir ao amplificador A1.	25
Fig. 16 – Linha de transmissão de $\lambda/4$ imediatamente a seguir ao amplificador A1.	26
Fig. 17 – Gráfico teórico da Eficiência do Amplificado Doherty.	30
Fig. 18 – (a) Potência de Saída de Classe C; (b) Rendimento de um Classe C.....	31
Fig. 19 – Gráfico teórico da Eficiência do Amplificado Doherty [12].	32

Fig. 20 – Curva para grandes sinais de G1, G3, e G5 em função da polarização de gate de um FET comum [12].	33
Fig. 21 – Estrutura transversal de um transistor GaN HEMT (modificado de [17]).	39
Fig. 22 – Esquemático utilizado para obter as curvas características I-V do transistor.	41
Fig. 23 – Curva I-V do transistor ($I_{DS}(V_{GS})$ para $V_{DS} = 28V$).	41
Fig. 24 – Curvas características I-V do transistor ($I_{DS}(V_{DS})$ para vários valores V_{GS}).	42
Fig. 25 – Modelo equivalente de um GaN HEMT (apenas ilustrativo) [18].	44
Fig. 26 – Esquema possível de ser utilizado para calcular o valor de Z_L (apenas ilustrativo).	44
Fig. 27 – Esquemático que permite realizar a análise Load-Pull.	45
Fig. 28 – Resultados da análise Load Pull.	46
Fig. 29 – Amplificador Classe AB puro	47
Fig. 30 – Malha de adaptação de saída do amplificador Classe AB puro.	48
Fig. 31 – Resultados da análise de parâmetros S do esquemático da figura anterior.	49
Fig. 32 – Esquemático de um amplificador com condições de projecto da malha de entrada.	49
Fig. 33 – Resultados de confirmação da adaptação de entrada.	50
Fig. 34 – Resultados da análise de parâmetros S da malha de polarização: (a) esquemático da malha de polarização; (b) S11; (c) dB(S21); (d) S22.	51
Fig. 35 – Malha de saída do amplificador em microstrip com malha de polarização.	52
Fig. 36 – Resultados da análise de parâmetros S do esquemático da figura anterior (a) S11; (b) dB(S21).	53
Fig. 37 – (a) Esquemático com o projecto a malha de adaptação de entrada; (b) Resultado de S11 do esquemático presente em (a).	54
Fig. 38 – Quadripolo terminado com Z_S e Z_L .	55
Fig. 39 – Esquemático de análise da estabilidade do amplificador.	57
Fig. 40 – (a) Carta de Smith a ilustrar as regiões estável e instável no plano Γ_S ; (b) Carta de Smith a ilustrar as regiões estável e instável no plano Γ_L .	57
Fig. 41 – Gráfico do PAE do amplificador apresentado anteriormente e do amplificador puro.	58

Fig. 42 – Resultados da análise harmonic balance do esquemático da Fig. 4.3.16; (a) Potência de saída e potência de entrada em W em função de P_{in} em dBm; (b) Potência de saída em dBm em função da potência de entrada em dBm; (c) Ganho do amplificador em função da potência de entrada em dBm; (d) Rendimento do amplificador em função da potência de entrada em dBm.	59
Fig. 43 – Resultados do PAE do circuito da Fig. 4.3.16 sobreposto com o gráfico do PAE do amplificador classe AB puro com a resistência de $5\ \Omega$ na gate do transistor, ambos em função de P_{in} em dBm.	60
Fig. 44 – Esquemático do amplificador Classe AB final em microstrip.	62
Fig. 45 – Desenho da base do circuito.	64
Fig. 46 – Layout do circuito.	65
Fig. 47 – Amplificador classe AB GaN HEMT para 900MHz.	65
Fig. 48 – Esquema de montagem utilizado para os testes e medições do amplificador classe AB.	66
Fig. 49 – Montagem utilizada para realizar as medições do amplificador classe AB.	67
Fig. 50 – Resultados do amplificador classe AB, obtidos a partir da montagem da Fig. 5.2.2 (todos os resultados estão tirados em função de P_{IN}); (a) gráfico da Potência de saída em dBm; (b) Gráfico do ganho em dB; (c) gráfico da eficiência; (d) gráfico do PAE.	68

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 4.1 – Propriedades do GaN e outros materiais concorrentes.	38
Tabela 4.2 – Tabela com os resultados práticos do Amplificador Classe AB implementado. ..	69

LISTA DE ACRÓNIMOS

2-DEG	Two Dimensional Electron Gas
3G	3 rd Generation
4G	4 th Generation
ACPR	Adjacent-Channel Power Ratio
ADS	Advanced Design System
AlGaAs	Arsenieto de Gálio e Alumínio
APD	Analog Predistortion
BJT	Bipolar Junction Transistor
C.A.	Circuito Aberto
C.C.	Curto-Circuito
CDMA2000	Code-Division Multiple Access
DC	Direct Current
DPD	Digital Predistortion
DSM	Derivative Superposition Method
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
EDGE	Enhanced Data rates for Global Evolution
EER	Envelope Elimination and Restoration
FET	Field-Effect Transistor
GaAs	Arsenieto de Gálio
GaN	Nitreto de Gálio
HB	Harmonic Balance
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HFET	Heterojunction Field-Effect Transistor
IES	Interferência Entre Símbolos
IM	Intermodulation
IMD	Intermodulation Distortion
IMR	Intermodulation Ratio
InGaAs	Arsenieto de Gálio e Índio
IP3	Ponto de intermodulação de terceira ordem

LDMOS	Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor
MESFET	Metal Semiconductor Field-Effect Transistor
MISFET	Metal Insulation Field-Effect Transistor
MODFET	Modulation Doped Field-Effect Transistor
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
PA	Amplificadores de Potência
PAR	Peak-to-Average Ratio
P_{in}	Potência de Entrada
P_{out}	Potência de Saída
RF	Rádio Frequência
PAE	Power Added Efficiency
Si	Silício
SiC	Carboneto de Silício
TWTA	Traveling-Wave-Tube-Amplifier
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WCDMA	Wideband Code-Division Multiple Access
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 Motivação e Enquadramento

Com a evolução das comunicações móveis, a necessidade de aumentar as taxas de transmissão de dados, tornou-se essencial. Tendo em conta o elevado valor do espectro de frequências, as novas tecnologias de transmissão de dados procuram o aumento das taxas de transmissão, através da utilização eficiente do espectro, aplicando-se assim, nos sistemas comunicação 3G (*3rd generation*), vários standards *wireless*, com técnicas de modulação avançadas, tais como, *quadrature phase-shift keying* (QPSK) e 8PSK. Estas são utilizadas em aplicações como *wideband code-division multiple access* (WCDMA), CDMA2000 e *enhanced data rates for global evolution* (EDGE). Por exemplo, no EDGE a envolvente do sinal não é constante e a diferença entre a potência média e de pico aumenta os requisitos de linearidade dos sistemas de transmissão. Como consequência, é necessária uma amplificação linear dos sinais transmitidos [1] [2].

A nova geração de comunicações móveis, a 4G (*4th generation*), foi desenvolvida para lidar com a necessidade de aumentar as taxas de transmissão para além da capacidade da 3G. Os sistemas de 4G propostos, esperam-se no mercado por volta de 2010, e utilizam a combinação do CDMA e *orthogonal frequency-division multiplexing* (OFDM) para obter altas taxas de transmissão (acima dos 100Mbps). Esta técnica de modulação de multi-portadoras ajuda à

redução da interferência entre símbolos (IES) mas aumenta os valores de PAR dos sinais. Também esta técnica continua a utilizar modulação QPSK, o que requer amplificação linear [1] [3].

O problema, do ponto de vista do projecto de amplificadores de potência (PA) de RF/micro-ondas, é alcançar simultaneamente grande linearidade e eficiência.

Porquê a importância da eficiência?

Com o aumento da eficiência de um amplificador, pode-se reduzir o consumo da energia eléctrica necessária para a sua alimentação, diminuindo a despesa que esta envolve. Como agravante, uma baixa eficiência traz consigo o aumento de energia dissipada, que por exemplo, nas *base stations* envolve a necessidade de utilização de refrigeração e, portanto, aumento dos custos. Assim, ao se conseguir aumentar a eficiência de um amplificador, não só se diminui o seu consumo de energia mas também da refrigeração necessária. Como consequência, aumenta-se a possibilidade de diminuir os custos das comunicações para o consumidor final.

Por conseguinte, o maior objectivo será obter simultaneamente grande linearidade e eficiência. Ao longo dos anos, grandes esforços têm sido feitos para desenvolver técnicas que melhorassem a eficiência de amplificadores de potência lineares para RF, especialmente para a zona de baixa potência, onde estes normalmente operam. Alguns métodos foram explorados, tal como:

- ***Envelope elimination and restoration (EER)***: Técnica em que a fase do sinal e a amplitude são tratadas separadamente. O sinal de entrada passa por um limitador antes de ser amplificado por um amplificador de potência não linear de alta eficiência, preservando apenas a fase do sinal. Já a fonte de alimentação DC desse amplificador é modulada com a amplitude da envolvente do sinal de entrada. Neste caso, o sinal de saída vai ter a amplitude proporcional à tensão da fonte DC com a fase característica do sinal de entrada.
- ***Envelope tracking***: tal como o próprio nome indica, consiste na alteração do ponto de polarização do amplificador consoante o nível de envolvente do sinal de entrada.

Estas técnicas, contudo, envolvem a utilização de circuitos externos que acabam por aumentar o grau de complexidade das mesmas [1].

Esta dissertação tratará de uma técnica que promete conseguir um aumento da eficiência de amplificadores de potência, sem prejudicar a sua linearidade (ou podendo até mesmo aumentá-la). A técnica tem por nome amplificador *Doherty*, designação proveniente do nome do seu criador, W. H. Doherty, que diz ser possível alcançar o prometido sem a utilização de componentes ou circuitos adicionais. Esta característica faz com que o amplificador *Doherty* tenha um elevado grau de simplicidade, tornando a sua implementação atractiva para uma série de aplicações, tal como as *base stations* onde já é encarado como o “amplificador de eleição” [4].

1.2 Objectivos

Esta Dissertação visa o projecto, implementação e teste de um amplificador de potência de RF para aplicações em sistemas de comunicações sem fios. Este supõe-se que seja integrado num amplificador de arquitectura Doherty. Por isso, tem como objectivos gerais de formação as técnicas de projecto de circuitos de electrónica de rádio-frequência e o estudo da configuração Doherty.

1.3 Organização da Dissertação

Para cumprir os objectivos mencionados anteriormente, esta dissertação segue a seguinte estrutura:

No segundo capítulo pretende-se fornecer ao leitor o conhecimento necessário à compreensão da arquitectura *Doherty*. Explicam-se as classes de operação de amplificadores, bem como as características a partir das quais estes podem ser avaliados.

O terceiro capítulo fala exclusivamente do amplificador Doherty, o princípio de funcionamento no qual este assenta, o seu comportamento em eficiência, bem como das vantagens e desvantagens desta arquitectura.

No quarto capítulo é explicado todo o método de projecto do “*carrier amplifier*” do amplificador Doherty, bem como as razões da escolha do dispositivo activo utilizado no seu projecto.

O quinto capítulo apresenta todas as considerações e decisões tomadas ao longo do projecto do amplificador, bem como as dificuldades encontradas e como foram resolvidas. São também apresentados todos os resultados laboratoriais.

Finalmente, no sexto e último capítulo, são apresentadas todas as conclusões deste trabalho e uma sugestão para o trabalho futuro.

CAPÍTULO 2

AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA EM RF

No projecto de amplificadores de potência (PA) há aspectos essenciais a ter em conta, tais como, a eficiência, a linearidade e a potência que este consegue entregar à carga.

Para se entender melhor estes conceitos, é necessário ter noção que um amplificador é um dispositivo concebido para converter energia de uma fonte de potência (fonte de alimentação DC) em energia de sinal. Este processo está representado na figura seguinte (Fig. 1).

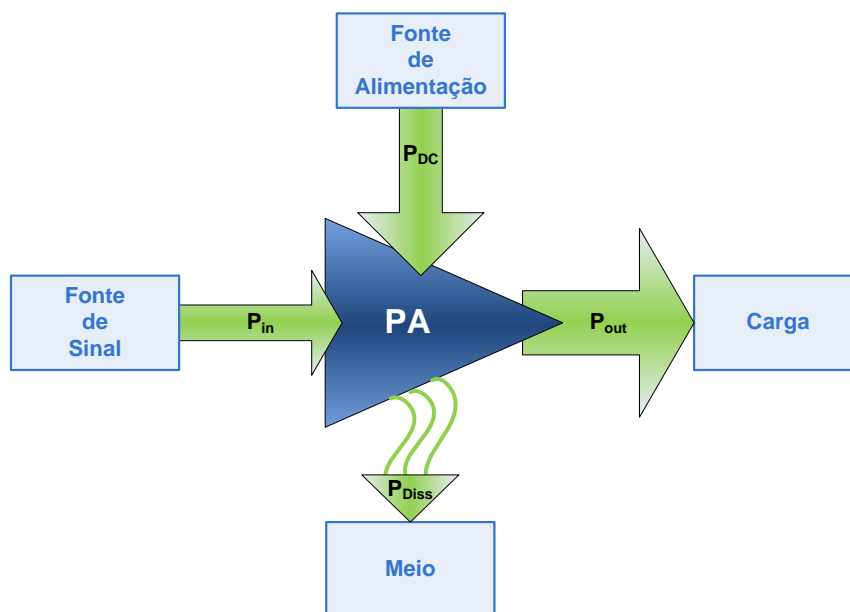


Fig. 1 - Diagrama de potências de um amplificador, em que P_{in} representa a potência do sinal de entrada, P_{out} a potência entregue à carga, P_{DC} a potência consumida da fonte e P_{Diss} a potência dissipada pelo amplificador.

2.1 Características dos Amplificadores de Potência

Um amplificador é um dispositivo que tem como objectivo, tal como o seu nome indica, amplificar um determinado sinal. A amplificação implica que o sinal na sua saída contenha mais energia que o que lhe deu origem. No entanto, de acordo com o princípio da conservação de energia, esta terá que ser fornecida por uma fonte, que não é inesgotável. Como consequência disto, um amplificador é necessariamente um dispositivo não linear.

2.1.1 Linearidade

Ao contrário do que se possa pensar, no universo quase tudo são sistemas não lineares, a começar pelos amplificadores de potência de RF que são os principais responsáveis pelas não linearidades existentes nos canais de transmissão.

Antes de se analisar a linearidade num amplificador de potência começa-se por definir o que é um sistema linear.

Um sistema linear é aquele que respeita o princípio da sobreposição e homogeneidade, ou seja, se considerarmos a saída de um sistema S como,

$$y(t) = S[x(t)] = k_1 \cdot y_1(t) + k_2 \cdot y_2(t) \quad (2.1)$$

e a entrada do sistema como,

$$x(t) = k_1 \cdot x_1(t) + k_2 \cdot x_2(t) \quad (2.2)$$

então o sistema é linear se e só se

$$y_1(t) = S[x_1(t)] \quad \text{e} \quad y_2(t) = S[x_2(t)] \quad (2.3)$$

Caso o sistema não respeite esta condição é chamado de não linear.

Nos amplificadores de potência, as não linearidades são normalmente causadas por uma alteração do comportamento do amplificador, que ocorre quando o transistor de RF começa a operar na sua zona de saturação (no caso de um BJT).

Nesta zona, o amplificador é incapaz de fornecer mais potência de saída por muito que se aumente a potência de entrada (uma vez que a fonte de alimentação fornece uma potência finita). Desta forma, à medida que aumenta a potência de entrada, o ganho do amplificador diminui.

No entanto, também se pode observar distorção não linear gerada nos elementos passivos do sistema. Isto acontece, por exemplo, devido à saturação do fluxo magnético em relação à corrente no núcleo de uma bobine, ou mesmo devido às características não lineares do aço inoxidável dos conectores RF.

Como fruto destas não linearidades, na saída do sistema apareceram componentes espectrais que apresentam energia perto de DC, segunda harmónica, terceira harmónica, etc. As componentes localizadas perto de DC têm o nome de componentes de banda base, enquanto as componentes localizadas perto da segunda e terceira harmónica, têm o nome de distorção harmónica.

Finalmente, existem ainda componentes espectrais localizadas perto da frequência fundamental. Estas são versões distorcidas da entrada e incluem, não só linhas espectrais que caem à volta do espectro original (*adjacent-channel distortion*), mas também linhas que partilham exactamente a mesma posição que as de uma resposta linear do sistema (*cobchannel distortion*). Ao contrário da distorção de banda base e da distorção harmónica, que representam formas de distorção fora da banda e podem ser facilmente rejeitadas por um filtro, estas componentes estão dentro da banda, constituindo o maior problema dos sistemas rádio.

Todos estes conceitos podem ser mais facilmente compreendidos observando a figura seguinte (Fig. 2), que representa um espectro de frequências de um sinal de dois tons à saída de um amplificador.

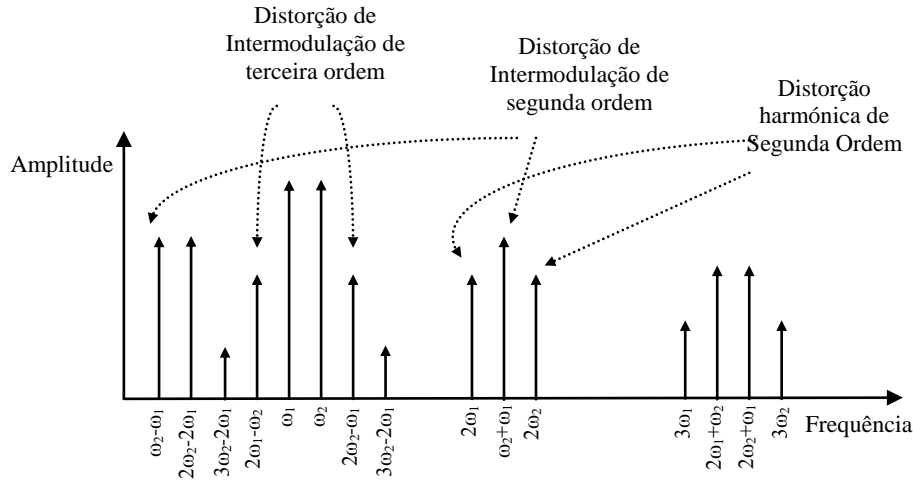


Fig. 2 - Espectro de frequências de um sinal de dois tons à saída de um amplificador.

2.1.2 Medidas da Linearidade de um Amplificador

Agora que temos uma noção de linearidade, e do modo como as não linearidades de um sistema influenciam a resposta perante um determinado sinal de entrada, é preciso saber de que forma estes efeitos podem ser caracterizados. A caracterização da linearidade de um sistema faz-se segundo a análise de várias figuras de mérito, dependendo da modulação do sinal e da aplicação em questão. Entre estas técnicas destacam-se as seguintes:

2.1.2.1 Ponto de compressão de 1dB

A resposta não linear nos amplificadores de potência aparece quando a sua saída é conduzida a um ponto perto da saturação. À medida que a entrada se aproxima do ponto de saturação, o ganho do amplificador diminui, ou comprime. O ponto de compressão de 1dB na saída pode ser interpretado como o nível da saída para o qual o ganho comprime 1dB em relação ao seu valor linear. A Fig. 3 ilustra a relação entre a potência de entrada e saída de um amplificador de potência típico.

O ponto de compressão de 1dB na entrada do amplificador, $P_{in,1dB}$, está relacionado com o da saída, $P_{out,1dB}$, pela seguinte expressão,

$$P_{in,1dB}(dBm) = P_{out,1dB}(dBm) + G_{1dB}(dB) \quad (2.4)$$

onde G_{1dB} é o ganho no ponto de compressão de 1dB.

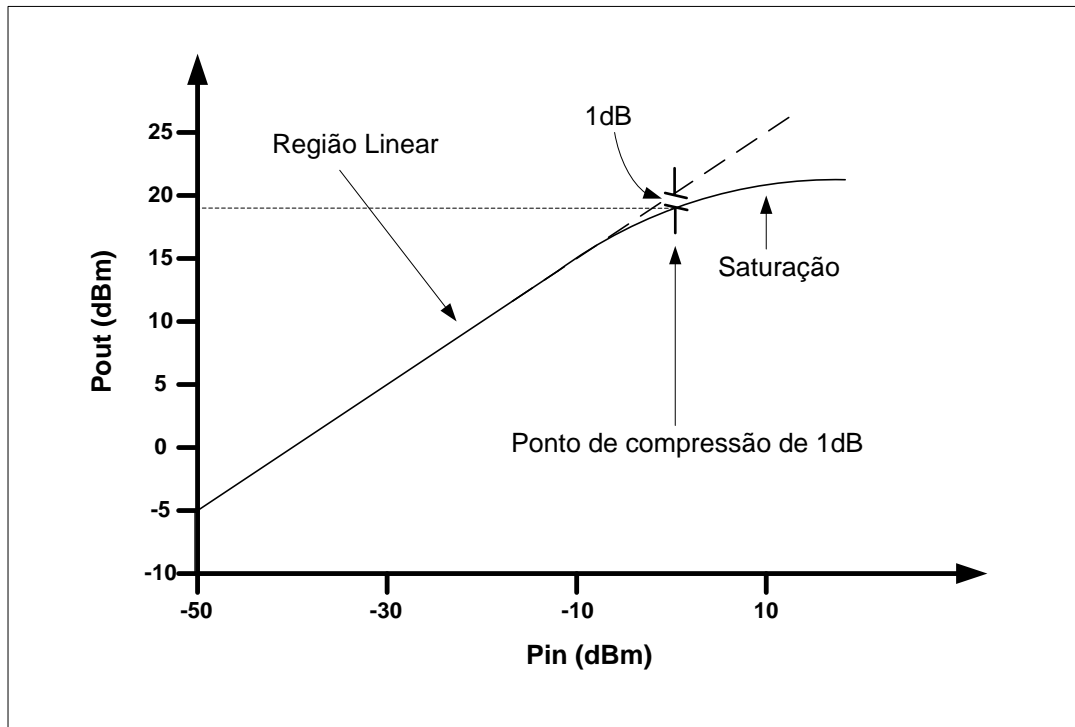


Fig. 3 – Potência de saída em função da potência de entrada de um amplificador de potência genérico e ponto de compressão de 1dB

2.1.2.2 Intermodulation Distortion Ration

As componentes de distorção dentro da banda são aquelas que, como dito anteriormente, caem muito perto ou exactamente em cima das frequências fundamentais. As componentes que caem perto das fundamentais, constituem as bandas laterais e são conhecidas pela *intermodulation distortion* (IMD). Uma das formas de caracterizar esta distorção é usando o *intermodulation ratio* (IMR), que é definido como a relação entre a potência de saída à fundamental e a potência da IMD.

$$IMR \equiv \frac{P_{fund}}{P_{IMD}} = \frac{P(\omega_1)}{P(2\omega_1 - \omega_2)} = \frac{P(\omega_2)}{P(2\omega_2 - \omega_1)} \quad (2.5)$$

2.1.2.3 Ponto de intersecção de terceira ordem

Outra figura de mérito muito importante para caracterizar a linearidade de um amplificador de potência é o ponto de intercepção de n-ésima ordem. Este é definido como o ponto onde a função linear de uma determinada componente de distorção intersecta a função linear da saída em potência do amplificador em função da sua entrada.

A Fig. 4 representa o ponto de intercepção de terceira ordem (IP3) num gráfico da potência de saída em função da potência de entrada.

O valor do IP3 à saída do amplificador é dada pela expressão,

$$IP3_o = \frac{3P_{so} - P_{IMD_o}}{2} \quad (2.6)$$

em que P_{so} é a potência de saída do amplificador resultante apenas da entrada, e P_{IMD_o} é a potência dos produtos da distorção de intermodulação.

O valor do IP3 à entrada pode ser dado em função do $IP3_o$ pela seguinte expressão,

$$IP3_i = IP3_o - G \quad (2.7)$$

em que G representa o ganho do amplificador na sua zona linear.

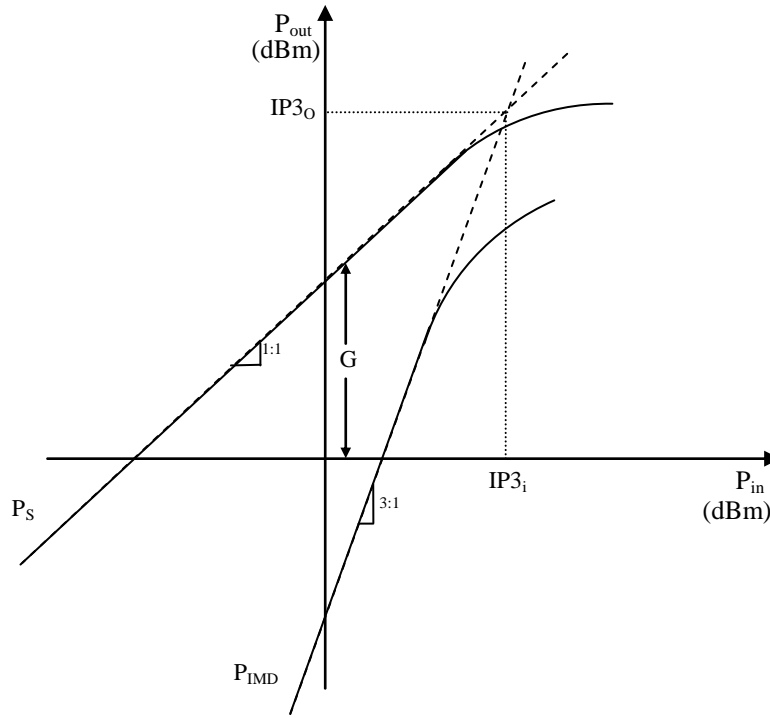


Fig. 4 – Ponto de intercepção de terceira ordem.

2.1.2.4 Adjacent-Channel Power Ratio

De acordo com o explicado anteriormente, *adjacent-channel distortion* é composta por todas as componentes de distorção do sinal que caem dentro da banda mas não exactamente em cima da fundamental. Esta forma de distorção comporta-se como interferência para um canal adjacente, daí a importância da sua utilização.

A figura de mérito mais usada para caracterizar este tipo de distorção é o *total adjacent-channel power ration* (ACPR_T), que consiste na relação entre a potência de saída total medida à fundamental, P_o , e a potência total integrada nas bandas adjacentes, superior e inferior, como se pode ver na figura Fig. 5.

$$ACPR_T = \frac{P_o}{P_{IA} + P_{SA}} = \frac{\int_{\omega_{L_2}}^{\omega_{U_1}} S_o(\omega).d\omega}{\int_{\omega_{L_1}}^{\omega_{L_2}} S_o(\omega).d\omega + \int_{\omega_{U_1}}^{\omega_{U_2}} S_o(\omega).d\omega} \quad (2.8)$$

em que $SO(\omega)$ é a função da densidade espectral de potência da saída dentro da banda do sistema.

Também muito utilizado é o ACPR mas tendo em conta só a potência numa das bandas adjacentes, superior ou inferior.

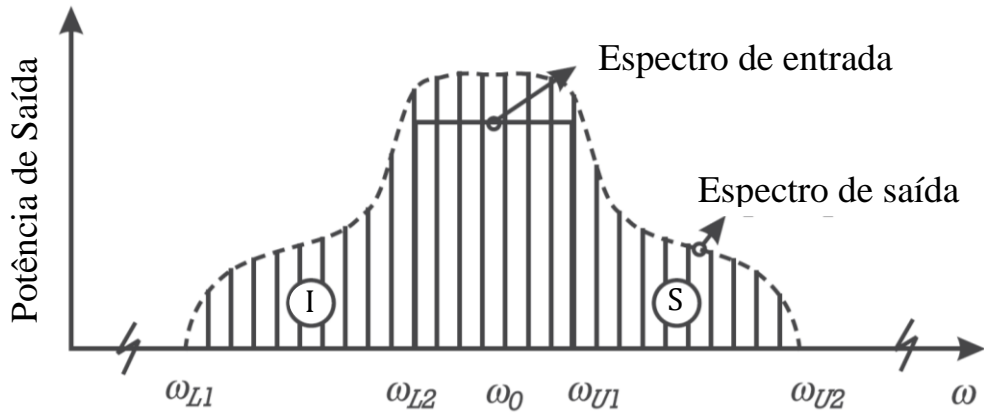


Fig. 5 – Espectro do sinal de entrada e saída para frequências apenas dentro da banda (modificada de [5]).

2.1.3 Eficiência

Ao contrário dos amplificadores de baixo ruído, uma das características mais importantes dos amplificadores de potência é a sua necessidade de disponibilizar potência a uma carga [5]. Desta forma, à medida que essa necessidade aumenta, nem sempre é possível manter ganhos elevados, uma vez que tudo isto parte de um compromisso entre estas duas características.

Assim, o ganho do amplificador ($G_p = P_{out}/P_{in}$) perde relevância, sendo substituído pelo conceito de potência adicionada ($P_a = P_{out} - P_{in}$) ou eficiência de potência adicionada (*power added efficiency*), normalmente mais utilizado:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (2.9)$$

em que P_{in} é a potência à entrada do amplificador, P_{out} a potência de saída do amplificador e P_{DC} a potência fornecida pela fonte de alimentação.

Outra forma muito utilizada de medir a eficiência, é denominada por eficiência de dreno ou eficiência de colector (conforme o dispositivo activo seja um FET ou um BJT) ou simplesmente rendimento, e é definida por:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (2.10)$$

A sua maior restrição dá-se quando o ganho do amplificador é muito baixo, uma vez que esta não considera a potência adicionada pela entrada. Assim, como nesta situação esta dá uma noção enganadora do desempenho do amplificador, deve ser substituída pela primeira (PAE).

Para se entender melhor a definição de rendimento e de PAE é necessário saber que

$$P_{out} = \frac{1}{2} Re[V_L \cdot I_L^*] = \frac{1}{2} R_L \cdot |I_L|^2 \quad (2.11)$$

onde V_L representa a tensão na carga, I_L a corrente na carga e R_L a própria carga, e a potência consumida da fonte de alimentação do amplificador (P_{DC}):

$$P_{DC} = V_{DC} \cdot I_{DC} \quad (2.12)$$

em que V_{DC} e I_{DC} correspondem às marcadas na Fig. 6.

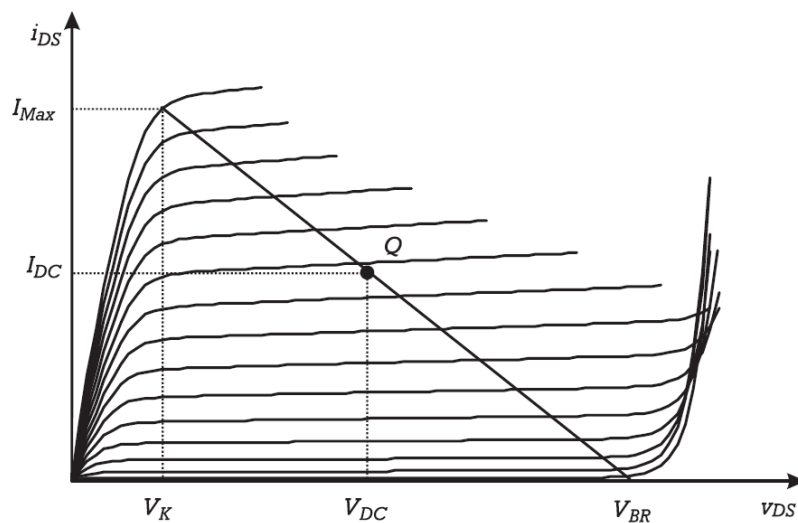


Fig. 6 – Ponto de polarização (Q) e linha de carga escolhidas para um amplificador Classe A (as classes de operação vêm explicadas na secção 2.2) [5].

2.2 Classes de Operação

Os amplificadores de potência estão classificados em classes de operação dependendo do seu ângulo de condução e formas de onda de corrente e tensão que estes apresentam na sua saída, como mostra na Fig. 7.

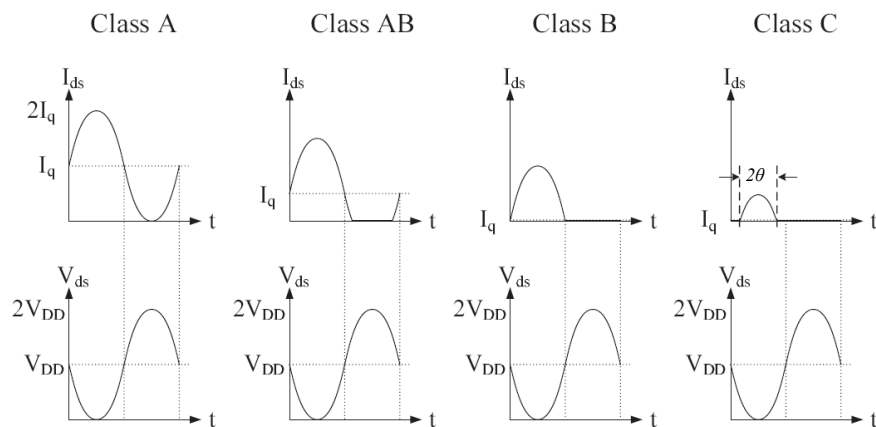


Fig. 7 - Formas de onda da corrente e tensão em amplificadores de potência consoante as diferentes classes de operação [1].

Como se pode verificar pela figura anterior, um amplificador classe A conduz para toda a gama do sinal de entrada, onde a forma de onda de corrente na saída não apresenta qualquer distorção. Este facto faz com que esta classe de operação seja a que apresenta maior linearidade, tornando-se assim ideal para aplicações com modulação em amplitude. No entanto, esta requer uma elevada corrente de polarização o que a torna menos eficiente quando comparada com outras classes de operação.

Na classe B, o amplificador apenas apresenta corrente de saída para metade da excursão do sinal de entrada. Para se conseguir este comportamento, o dispositivo activo é polarizado no limiar de condução, chamada tensão de “threshold” (Fig. 8). Assim sendo, quando não é introduzido sinal RF na sua *gate* este não consome corrente DC, conseguindo-se desta forma, uma maior eficiência que na classe A. No entanto, um amplificador polarizado em classe B

necessita do dobro da excursão de tensão na gate do transistor comparado com um classe A, ou seja, o ganho de um amplificador classe B é apenas metade do ganho de um classe A [6].

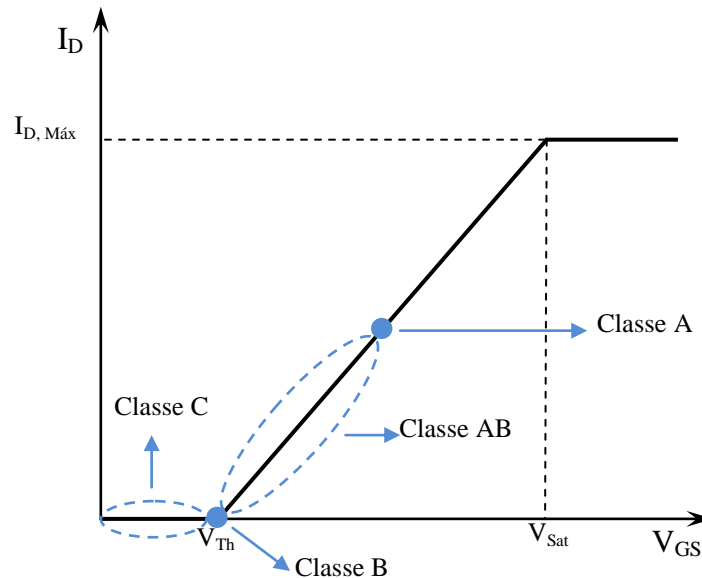


Fig. 8 – Classes de operação de amplificadores de potência baseadas na curva característica de um dispositivo activo genérico.

Existe uma classe de operação que apresenta um ângulo de condução que pode variar entre os das classes mencionadas anteriormente, tendo por nome classe AB. Esta consiste em polarizar o dispositivo activo algures entre a classe A e B, o que permite obter menor distorção que a classe B e continuar a ter melhor eficiência que a classe A [7]. Nesta classe o transistor conduz mais que metade do ciclo da corrente de entrada mas não tanto como a classe A.

Se o dispositivo activo conduzir menos que metade de um ciclo, então está-se na presença da chamada classe C. A classe C é mais eficiente que as outras classes. No entanto, é extremamente não linear, apresentando grande distorção na amplitude do sinal. Desta forma, esta classe de operação é a mais usada em aplicações não lineares como a *Constante-Envelope Modulation* onde apenas a fase do sinal é preservada.

Por vezes, as classes de operação são definidas pelo seu ângulo de condução, θ . Assim diz-se que a classe A apresenta um ângulo de condução de 360° , a classe B 180° , a classe AB um ângulo entre os 180° e os 360° e a classe C menos de 180° .

O rendimento máximo ($\eta_{Máx}$) de um amplificador polarizado em determinada classe de operação pode ser calculado em função do seu ângulo de condução pela seguinte expressão [5].

$$\eta_{Máx} = \frac{P_{L,Máx}}{P_{DC}} = \frac{1}{4} \frac{2\theta - \sin 2\theta}{\sin \theta - \theta \cos \theta} \quad (2.13)$$

O rendimento máximo de um amplificador em classe A ($2\theta = 360^\circ$) é de 50% e será cada vez maior à medida que se diminui o ângulo de condução até se atingir a classe B ($2\theta = 180^\circ$; $\eta_{Máx} = 78,5\%$) e a classe C ($2\theta = 0^\circ$; $\eta_{Máx} = 100\%$). Contudo, a potência de saída de um amplificador cai rapidamente quando o ângulo de condução se aproxima de zero, e é dado pela expressão [5].

$$P_{L,Máx} \propto \frac{2\theta - \sin 2\theta}{1 - \cos \theta} \quad (2.14)$$

Logo, não é possível utilizar um amplificador classe C polarizado para atingir um rendimento de 100%, uma vez que este não forneceria qualquer potência à carga, impedindo-se assim a sua utilização em aplicações que pretendem atingir grande eficiência e grande potência de saída.

Para sistemas que fazem uso de modulação com envolvente constante, a eficiência pode ser melhorada, utilizando-se as componentes harmónicas do sinal. Fazendo uso disso, torna-se possível moldar a forma de onda de tensão, aproximando-a de uma onda quadrada, conseguindo-se reduzir a sobreposição entre as formas de onda da corrente e tensão de saída (diminuindo assim a potência dissipada). Isto consegue-se fazendo com que o transistor do amplificador opere como um “*switch*”. Este conceito é utilizado noutras classes de operação como a classe D, E e F. Estas classes de operação são muito não lineares pelo que não serão utilizadas no amplificador Doherty, já que este pressupõe amplificadores de potência lineares.

2.3 Sumário

O desempenho de um transmissor de comunicações móveis, depende principalmente das características do seu amplificador de potência. Um ganho elevado, linearidade elevada, estabilidade e grande eficiência são as características de um amplificador de potência bem projectado. Tais características apenas podem ser alcançadas com a devida polarização do seu dispositivo activo, definindo assim a sua classe de operação.

O objectivo desta pesquisa, é projectar um amplificador de potência para 900MHz com o intuito de o integrar no amplificador Doherty, constituindo o seu *carrier amplifier*, isto sem comprometer os requisitos de linearidade. Os próximos capítulos serão dedicados à análise detalhada da arquitectura Doherty.

CAPÍTULO 3

A ARQUITECTURA DOHERTY

3.1 Introdução

O amplificador Doherty foi criado em 1936 [8] por W. H. Doherty (Fig. 9) quando este tentava encontrar formas de melhorar o desempenho dos denominados *traveling-wave-tube-amplifier* (TWTA). O resultado dessa pesquisa deu então origem a uma arquitectura que permitia atingir valores elevados de PAE (*power-added efficiency*) quando a operar com sinais de entrada com grandes valores de PAR (*peak-to-average ratio*).

A verdade é que as técnicas de modulação predominantes nessa altura, tais como AM e FM, não pereciam de tais características, não tendo sido dada a devida relevância a esta arquitectura. No entanto, com o passar dos anos, já todos os sistemas *wireless* propostos produzem sinais com altos valores de PAR, incluindo WCDMA, CDMA2000, e qualquer sistema que aplique OFDM (*orthogonal frequency division multiplexing*), tal como o WiMAX [4] [9]. Assim, este amplificador tem vindo a ganhar importância.

O amplificador Doherty, quando devidamente projectado, pode produzir aumentos de eficiência na ordem dos 11% ou até 14% quando comparados com os amplificadores de Classe AB tradicionalmente implementados nos emissores das *base stations* [4]. Isto torna-se particularmente importante se pensarmos que este desempenho permite uma redução significativa da energia consumida por cada emissor bem como pela sua refrigeração [9].

Assim, aliando esta característica ao facto deste amplificador possuir uma arquitectura bastante simples e uma implementação pouco dispendiosa, torna-se possível diminuir os custos anuais de electricidade reduzindo a despesa em comunicações para o consumidor final. Desta forma, este tornou-se o “amplificador de eleição” para os novos emissores *wireless* [4].

3.2 História do Amplificador Doherty

O amplificador Doherty foi concebido por William H. Doherty (Fig. 9), famoso engenheiro da Bell Laboratories, nascido a 21 de Agosto de 1907 [10].



Fig. 9 – William H. Doherty [10].

Este amplificador foi inicialmente concebido com tubos de vácuo, e foi pela primeira vez apresentado em Maio de 1936 na convenção anual do Institute of Radio Engineers. O primeiro transmissor comercial a utilizar a arquitectura Doherty foi um equipamento de 50 kW instalado na WHAS em Louisville, Kentucky [2]. Em 1940 a sua comercialização ocorre em maior escala, sendo instalado em 35 estações rádio. A figura seguinte (Fig. 10) retrata o esquemático do amplificador Doherty implementado com tubos de vácuo.

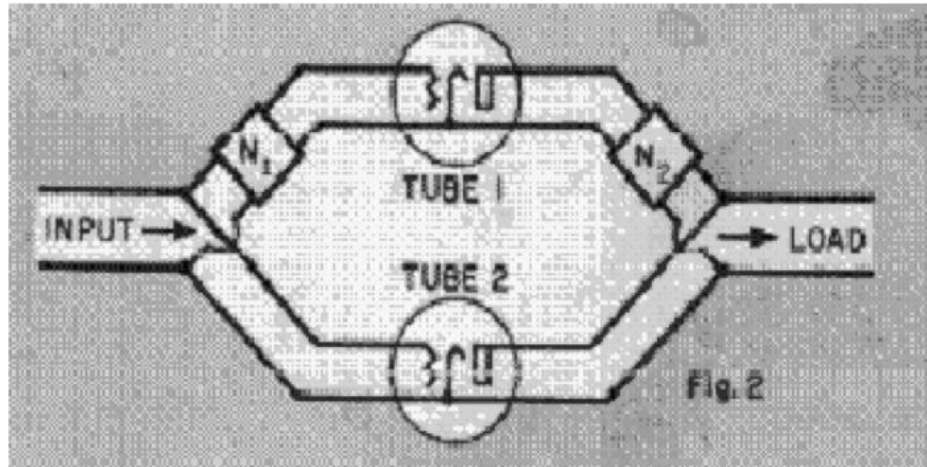


Fig. 10 – O Amplificador Doherty implementado com tubos de vácuo [2].

3.3 Princípio de funcionamento

O amplificador Doherty (Fig. 11) é constituído por dois amplificadores, um *carrier amplifier* (A1), normalmente polarizado em Classe AB e um *peaking amplifier* (A2), polarizado em Classe C.

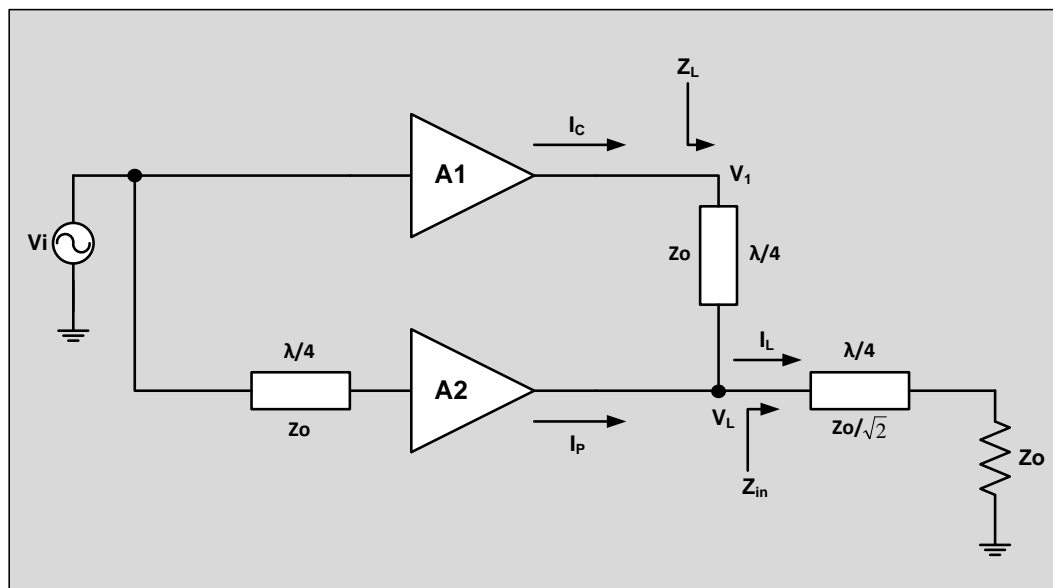


Fig. 11 – O Amplificador Doherty convencional

Uma vez que o amplificador Doherty não é uma técnica de linearização, mas sim uma forma eficiente de utilizar amplificadores lineares convencionais, o uso desta técnica assume a premissa de que os amplificadores usados devem ser suficientemente lineares para cumprir os requisitos desejados [7].

Quando o sinal de entrada apresenta níveis de envelope baixos, apenas o *carrier amplifier* está em funcionamento na sua zona linear. Ao atingir o seu ponto de máximo rendimento (no limiar da saturação), todo o sistema se encontra em rendimento máximo, a este ponto tem o nome de “ponto de transição”.

Neste ponto, o *peaking amplifier* começa a sua actividade operando na zona linear. A partir daí, este actua como uma fonte de corrente que irá modular a recta de carga do amplificador A1.

Este princípio de funcionamento possibilita melhorar os valores de eficiência de um sistema, neste caso do amplificador A1, pela alteração da sua recta de carga consoante o nível da envolvente do sinal de entrada. A alteração da recta de carga pode ser observada na figura seguinte (Fig. 12).

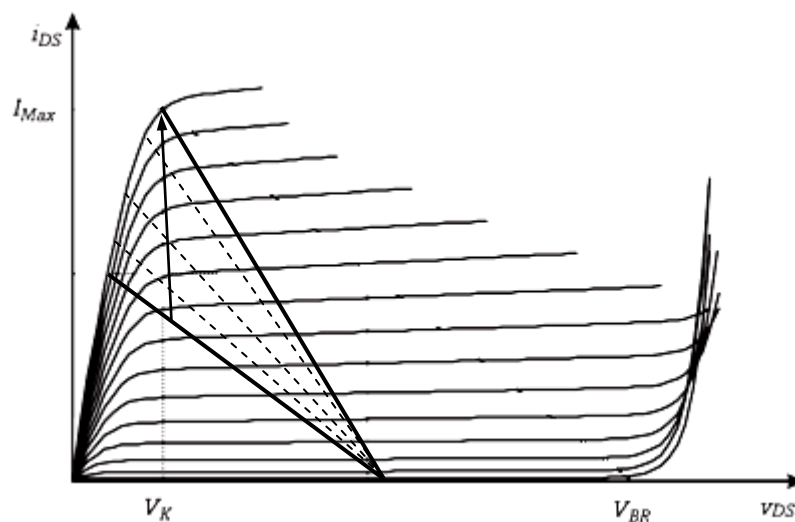


Fig. 12 – Alteração da recta de carga, modificação da figura presente em [5]

Tendo em conta que a alteração da recta de carga utilizada pela técnica Doherty é feita através da utilização de linhas de transmissão é necessário ter em conta que:

Numa linha de transmissão como a da Fig. 13, com impedância característica Z_0 , comprimento L e terminada com uma impedância Z_L , $V^+(x)$ representa a soma de todas as ondas individuais de tensão incidentes (propagando-se na direcção dos xx) e $V^-(x)$ as reflectidas (propagando-se na mesma direcção mas em sentido contrário), seguindo-se $I^+(x)$ e $I^-(x)$ com a mesma lógica mas para as ondas de corrente.

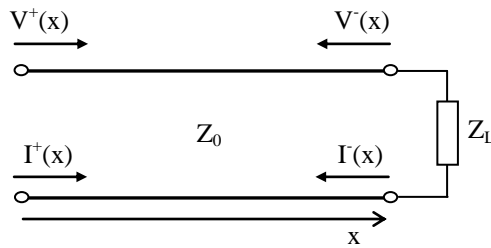


Fig. 13 – Linha de transmissão terminada com uma carga de impedância Z_L

Por consequência, as equações para a tensão e corrente ao longo da linha podem ser escritas da seguinte forma,

$$V(x) = V^+(x) + V^-(x) \quad (3.1)$$

e

$$I(x) = I^+(x) + I^-(x) \quad (3.2)$$

$$\text{sendo } I^+(x) = \frac{V^+(x)}{Z_0} \text{ e } I^-(x) = -\frac{V^-(x)}{Z_0}$$

de onde se tira que estas são resultantes de duas ondas separadas que se propagam em sentidos opostos [11].

As ondas de tensão incidente e reflectida são dadas pelas expressões, $V^+(x) = V_1 e^{j\gamma x}$ e $V^-(x) = V_2 e^{-j\gamma x}$, onde V_1 e V_2 representam as amplitudes das ondas de tensão, e γ a constante

de propagação da linha. Esta é dada por $\gamma = \alpha + j\beta$, em que α é a constante de atenuação da linha e β a constante de fase, dada por $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$, onde λ representa o comprimento de onda.

O coeficiente de reflexão de tensão é, por definição:

$$\rho(x) = \frac{V^-(x)}{V^+(x)} \quad (3.3)$$

Isto é, a razão entre as ondas reflectida e incidente de tensão no ponto da linha em questão.

No terminal carga, estando a linha terminada pela impedância $Z = Z_L$ teremos

$$Z_L = \frac{V(l)}{I(l)} = Z_0 \frac{V_1 e^{-\gamma l} + V_2 e^{\gamma l}}{V_1 e^{-\gamma l} - V_2 e^{\gamma l}} \quad (3.4)$$

sendo l o comprimento da linha [11].

Na dedução feita ao longo deste capítulo, considera-se as linhas de transmissão utilizadas sem perdas, ou seja, apresentam uma constante de atenuação nula ($\alpha = 0$).

3.3.1 Níveis de Envolvente Baixos

Quando a envolvente do sinal aplicado à entrada do amplificador Doherty apresenta valores baixos de amplitude, como foi dito anteriormente, apenas o amplificador A1 está em funcionamento, encontrando-se na sua região linear.

Como se pode ver pela Fig. 14, neste caso a impedância que este vê (Z_L), depende exclusivamente da linha de transmissão que se encontra na sua saída (Z_0), da linha de transmissão imediatamente anterior à carga ($Z_0/\sqrt{2}$) e da carga propriamente dita, de valor Z_0 .

Para calcular Z_L é necessário primeiro calcular a impedância Z_{in} , representada na Fig. 14:

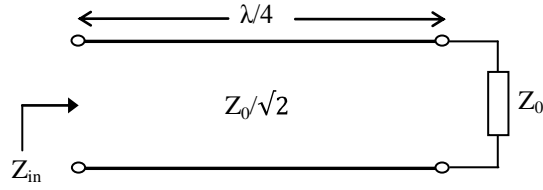


Fig. 14 – Linha de transmissão de $\lambda/4$ imediatamente antes da carga Z_0

A impedância vista no fim da linha de transmissão da Fig. 14 será:

$$\frac{V(\frac{\lambda}{4})}{I(\frac{\lambda}{4})} = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} \frac{V_1 e^{-j\frac{\pi}{2}} + V_2 e^{j\frac{\pi}{2}}}{V_1 e^{-j\frac{\pi}{2}} - V_2 e^{j\frac{\pi}{2}}} = Z_0 \quad (3.5)$$

Da equação vem:

$$V_1 = \frac{1 + \sqrt{2}}{1 - \sqrt{2}} V_2 \quad (3.6)$$

Assim Z_{in} :

$$Z_{in} = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} \frac{V_1 + V_2}{V_1 - V_2} = \frac{Z_0}{2} \quad (3.7)$$

Depois de Z_{in} calculado torna-se mais fácil determinar Z_L , uma vez que se pode interpretar Z_L como a impedância representada na figura seguinte (Fig. 15).

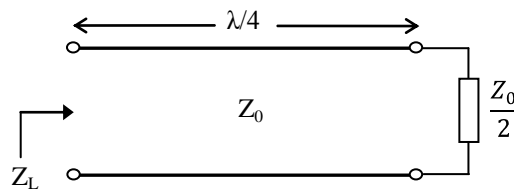


Fig. 15 – Linha de transmissão de $\lambda/4$ imediatamente a seguir ao amplificador A1.

A impedância vista no fim da linha de transmissão da Fig. 15 será:

$$\frac{V(\frac{\lambda}{4})}{I(\frac{\lambda}{4})} = Z_0 \frac{V_1 e^{-j\frac{\pi}{2}} + V_2 e^{j\frac{\pi}{2}}}{V_1 e^{-j\frac{\pi}{2}} - V_2 e^{j\frac{\pi}{2}}} = \frac{Z_0}{2} \quad (3.8)$$

Da equação vem:

$$V_1 = 3V_2 \quad (3.9)$$

Assim Z_{in} :

$$Z_{in} = \frac{V(0)}{I(0)} = Z_0 \frac{V_1 + V_2}{V_1 - V_2} = 2Z_0 \quad (3.10)$$

3.3.2 Níveis de Envoltura Superiores ao “ponto de transição”

Conforme referido anteriormente, acima do “ponto de transição”, o amplificador A1 encontra-se em funcionamento com uma recta de carga que será modulada pelo amplificador A2 que se encontra em actividade na zona linear, funcionando como uma fonte de corrente. Agora a impedância vista pelo amplificador A1 será diferente, devido à corrente fornecida pelo amplificador A2. Considerando-se $Z_{in} = Z_0/2$, que só é possível uma vez que a corrente na linha de transmissão imediatamente anterior à carga é a mesma que passa na carga, pode-se representar a impedância Z_L como na figura seguinte (Fig. 16):

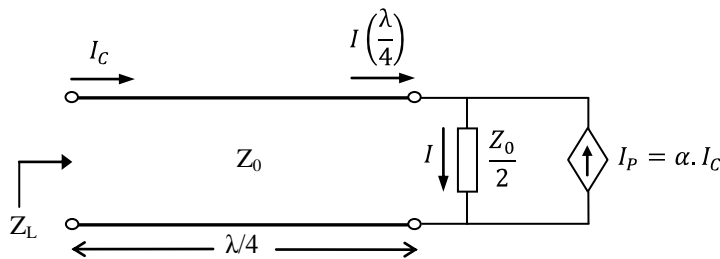


Fig. 16 – Linha de transmissão de $\lambda/4$ imediatamente a seguir ao amplificador A1.

Pela figura pode-se tirar:

$$\begin{aligned} I\left(\frac{\lambda}{4}\right) &= I - \alpha I_C, \quad \text{com } I = \frac{V\left(\frac{\lambda}{4}\right)}{\frac{Z_0}{2}}, \quad V\left(\frac{\lambda}{4}\right) = V_1 e^{-j\frac{\pi}{2}} + V_2 e^{j\frac{\pi}{2}}, \\ I_C = I(0) &= \frac{V_1}{Z_0} - \frac{V_2}{Z_0}, \quad I\left(\frac{\lambda}{4}\right) = \frac{V_1}{Z_0} e^{-j\frac{\pi}{2}} - \frac{V_2}{Z_0} e^{j\frac{\pi}{2}} \end{aligned} \quad (3.11)$$

De onde se tira:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\alpha - e^{-j\frac{\pi}{2}}}{\alpha + 3e^{j\frac{\pi}{2}}} \quad (3.12)$$

Assim Z_L :

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = Z_0 \frac{1 + \frac{\alpha - e^{-j\frac{\pi}{2}}}{\alpha + 3e^{j\frac{\pi}{2}}}}{1 - \frac{\alpha - e^{-j\frac{\pi}{2}}}{\alpha + 3e^{j\frac{\pi}{2}}}} = Z_0 (2 - \alpha e^{j\frac{\pi}{2}}), \quad \text{com } \alpha = k e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (3.13)$$

Quando $k = 0$ apenas o amplificador A1 se encontra em funcionamento vendo $Z_L = 2Z_0$, ou seja, $I_p = 0$ e $k = 1$ o ponto de potência máxima, quando $I_p = e^{j(\pi/2)} I_C$ vendo o amplificador A1 uma impedância de $Z_L = Z_0$.

Este resultado de Z_L (3.13) é então a expressão para a recta de carga do sistema em função da relação que existe entre a corrente fornecida por A1 e A2, representada por $I_p = \alpha I_C$.

3.4 A Eficiência no Doherty

A análise da eficiência do Doherty pode ser dividida em três partes:

1. Abaixo do “ponto de transição”. Região onde apenas o amplificador A1, polarizado em Classe AB, se encontra em funcionamento;
2. Acima do “ponto de transição”. Onde A1 se encontra em funcionamento mas com a sua recta de carga a ser modulada pelo amplificador A2, que actua como uma fonte de corrente;
3. À potência máxima. Quando ambos os amplificadores se encontram saturados, apresentando a saída do sistema a tensão de alimentação (assumindo amplificadores ideais).

3.4.1 Abaixo do “ponto de transição”

Nesta situação, apenas o amplificador A1 está a funcionar, na sua região linear. Assim, todo o sistema se comporta como uma amplificador Classe AB convencional, apresentando, no limite máximo, um rendimento ($\eta = P_L / P_{DC}$) de 78,5% quando este se encontra polarizado em Classe B.

No ponto em que o *Doherty* apresenta máxima potência de saída ($V_L = V_{DC}$ para amplificadores ideais), apenas parte da tensão de saída é oriunda de A1 ($V_1 = V_L = \beta V_{DC}$, onde $\beta = 0.5$).

Consequentemente, o rendimento nesta zona evolui de acordo com a seguinte expressão [7]:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} \frac{V_L}{\beta V_{DC}} \quad (3.14)$$

3.4.2 Acima do “ponto de transição”

Acima do “ponto de transição”, o amplificador A1 encontra-se saturado enquanto o amplificador A2 está a operar como uma fonte de corrente linear.

A corrente fornecida à carga pelo amplificador A1 é constante e de valor,

$$I_C = \frac{\beta V_{DC}}{Z_{in}} \quad (3.15)$$

e a restante corrente entregue à carga deverá ser fornecida por A2:

$$I_P = I_L - I_C = \frac{V_L - \beta V_{DC}}{Z_{in}} \quad (3.16)$$

Uma vez que I_C e I_P representam a componente fundamental:

$$I_{0,C} = \frac{2I_C}{\pi} = \frac{2\beta V_L}{\pi Z_{in}} \quad (3.17)$$

$$I_{0,P} = \frac{2I_P}{\pi} = \frac{2(V_L - \beta V_{DC})}{\pi Z_{in}} \quad (3.18)$$

$$I_0 = I_{0,C} + I_{0,P} = \frac{2V_L(1 + \beta) - 2\beta V_{DC}}{\pi Z_{in}} \quad (3.19)$$

Assim, a eficiência entre o “ponto de transição” e o ponto de potência máxima é então [7]:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{\pi V_L^2}{4V_{DC}(V_L + \beta V_L - \beta V_{DC})} \quad (3.20)$$

3.4.3 Ponto de Potência Máxima

Quando a potência entregue à carga no *Doherty* é máxima, $V_L = V_{DC}$ (considerando os amplificadores ideais) temos, da expressão anterior [7]:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{\pi V_{DC}^2}{4V_{DC}(V_{DC} + \beta V_{DC} - \beta V_{DC})} = \frac{\pi}{4} \quad (3.21)$$

que é a eficiência máxima obtida se apenas fosse utilizado um amplificador Classe B ideal.

Como se pode observar pelas equações deduzidas anteriormente, para a eficiência do Doherty ao longo das suas fases de funcionamento, obteve-se o seguinte gráfico (Fig. 17):

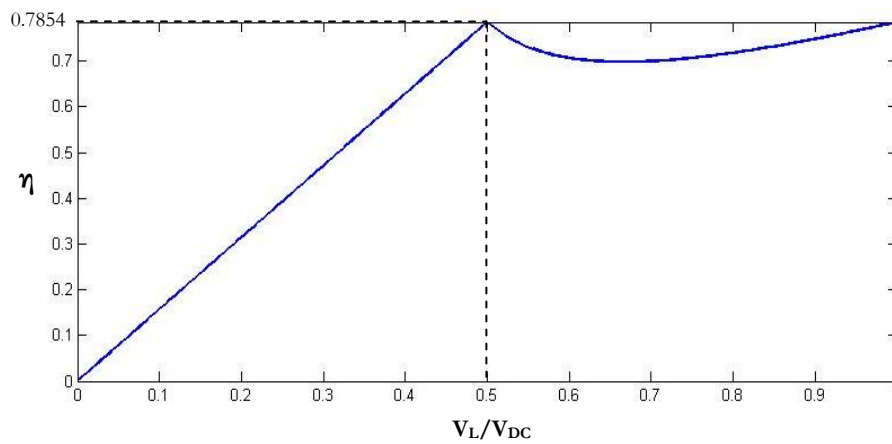


Fig. 17 – Gráfico teórico da Eficiência do Amplificado Doherty.

Estas curvas só são possíveis caso se utilize o amplificador A1 polarizado em Classe B, para se obter um ponto de rendimento máximo de 78,5%, e o amplificador A2 em Classe C.

A necessidade de utilização do Classe C, deriva do facto de o amplificador A2 ter de estar ao corte quando o amplificador A1 se encontra na sua região linear para que, assim, o pico de eficiência do A2 ocorra para sinais de entrada superiores aos de A1, conseguindo-se uma curva idêntica à da Fig. 17.

O entendimento do Classe C é fundamental para a compreensão do raciocínio anterior:

Este não conduz para níveis de sinal de entrada baixos, ou seja, mesmo que na sua entrada seja introduzido um sinal, teremos potência de saída zero. No entanto, quando este começa a conduzir, a sua curva de rendimento apresenta um declive superior às outras classes

de operação, podendo atingir no máximo 100% (apenas teoricamente) como se pode observar pelos gráficos seguintes (Fig. 18):

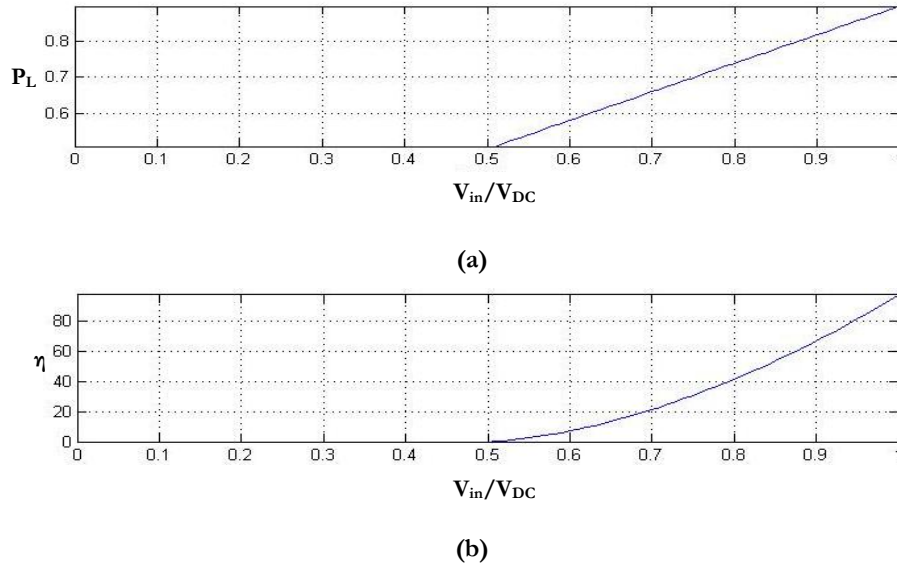


Fig. 18 – (a) Potência de Saída de Classe C; (b) Rendimento de um Classe C

3.5 Linearidade no Doherty

Conforme já foi referido, o amplificador *Doherty* foi pensado com o objectivo de aumentar, de forma eficaz, a eficiência de amplificadores de potência, e não o de visar grande linearidade. No entanto, este tem a capacidade de oferecer uma grande eficiência e potencialmente aumentar a linearidade do sistema [12].

Este amplificador apresenta fracos valores de intermodulação (IMD). Tal facto, deve-se ao *peaking amplifier* ser polarizado em classe C, o que provoca a geração de produtos de IMD de ordem elevada. Com o intuito de aumentar a sua linearidade, já várias técnicas de linearização foram utilizadas, tal como técnicas de pré-distorção analógica (APD), pré-distorção digital (DPD) e *feed-forward*. No entanto, estas técnicas apresentam desvantagens: a APD é simples mas apresenta um desempenho de linearidade limitada; a DPD e o *feed-forward* quando utilizados em conjunto no amplificador Doherty, apresentam bons desempenhos de linearidade mas aumentam a complexidade do circuito [13].

Uma alternativa para alcançar a linearidade desejada baseia-se num método de sobreposição de derivadas (*Derivative Superposition Method* - DSM), a pós-distorção, que se encontra ilustrada na figura Fig. 19 [13].

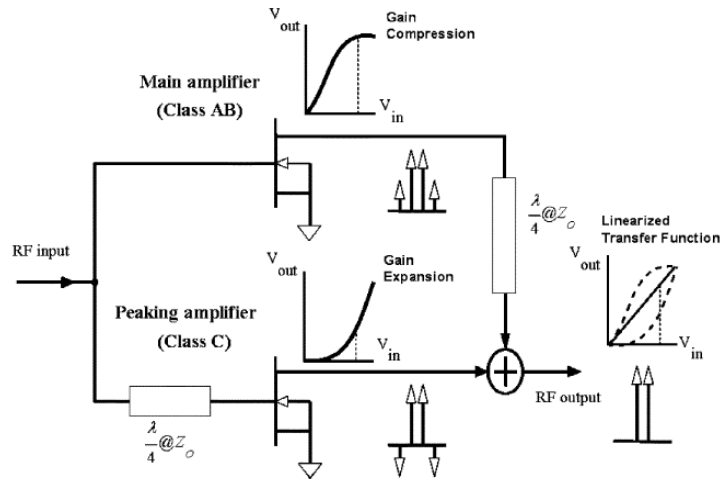


Fig. 19 – Gráfico teórico da Eficiência do Amplificado Doherty [13].

A ideia, como se pode verificar pela figura, é que os amplificadores constituintes do amplificador Doherty, sejam polarizados de tal forma que a expansão de ganho do *peaking amplifier* compense a compressão de ganho do *carrier amplifier*, ou seja, que a impedância de carga do amplificador AB seja alta para níveis de potência de sinal baixos, conseguindo-se desta forma compensar o baixo ganho perto da sua região de corte; e seja baixa para níveis de potência de sinal altos, quando começa a expansão do ganho do amplificador. Isto é alcançado, fazendo com que o *carrier amplifier* puxe menos corrente do *peaking amplifier*, para baixos níveis de potência e puxe mais corrente para altos níveis de potência (em que a expansão de ganho do *peaking amplifier* pode compensar a saturação de ganho do *carrier amplifier* [13] [12].

De uma forma geral, LDMOS FETs polarizados em classe AB ou classe C, têm as derivadas das suas funções de transferência em função da tensão de polarização de V_{gs} e da tensão de entrada diferentes, e de sinais opostos. Como se pode ver, a resposta não linear dos dispositivos activos, pode ser representada pela expansão da série de Taylor [12]:

$$I_{out} = G_1 \cdot v_i + G_2 \cdot v_i^2 + G_3 \cdot v_i^3 + \dots \quad (3.22)$$

Na qual v_i representa a tensão de entrada e, os G_x são os coeficientes de ordem X da expansão da série de Taylor da transcondutância não linear, ou seja, as derivadas das funções de transferência dos produtos n -ésima ordem de IM.

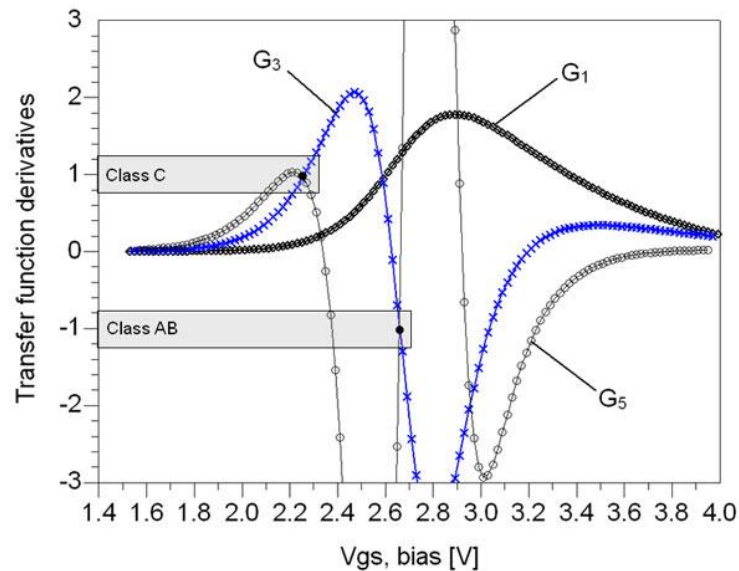


Fig. 20 – Curva para grandes sinais de G_1 , G_3 , e G_5 em função da polarização de gate de um FET comum [13].

Em termos matemáticos, essa compensação de ganhos consiste no cancelamento dos produtos IMD do *peaking* e *carrier amplifier* à saída do amplificador, possibilitando a obtenção de uma função de transferência linearizada.

Se assumirmos que a modulação de carga não afecta de forma relevante a linearidade do sistema, e que o *carrier amplifier* está polarizado em Classe AB, de forma a ter um G_3 de -1, como mostra na Fig. 20, a polarização do *peaking amplifier* deve ser ajustada de forma a apresentar um G_3 de 1, o valor perfeito para cancelar o IMD3 gerado pelo *carrier amplifier*. Contudo, o ponto de polarização do *peaking amplifier*, para que o cancelamento seja perfeito, pode aproximar-se da de um Classe B, podendo o *peaking amplifier* gerar um número considerável de termos de IMD de ordem superior, tais como, de quinta ordem, sétima, nona e por aí adiante [13] [12].

3.6 Vantagens e Desvantagens da Arquitectura Doherty

O amplificador *Doherty* encontrou aplicação em vários sistemas de comunicação, tal como noutras aplicações de potência, ganhando assim grande valor dado a sua vasta aplicação. Este facto deve-se a esta arquitectura de amplificadores poder trazer várias vantagens para tais sistemas [7].

3.6.1 Vantagens

1. Baixa complexidade, ou seja, esta arquitectura é potencialmente constituída por menos componentes do que outras técnicas de alta eficiência, como o EER.
2. Não necessita de um amplificador ou um modulador de potência em separado.
3. O grau de controlo necessário é relativamente pequeno quando comparado com técnicas como o “*feed-forward*”.
4. A sua linearização pode ser conseguida sem a utilização de métodos adicionais como a pré-distorção.

3.6.2 Desvantagens

1. A utilização de linhas de transmissão de $\lambda/4$ e a necessidade de correspondência de fase entre os dois caminhos do *Doherty*, normalmente restringe o sistema a uma frequência de operação única (ou a operação a uma largura de banda de frequências muito estreita).
2. A IMD do amplificador *Doherty* isolado é relativamente baixa e a utilização de esquemas de linearização adicionais (se se enveredar por esse caminho) vai aumentar a complexidade do sistema.
3. O amplificador de potência em classe AB utilizado no *Doherty* deve ser projectado de forma a responder às variações de impedância de carga, incutidas pelo sistema de modulação da resta de carga existente na arquitectura, conforme o esperado.

3.7 Sumário

Este capítulo teve como objectivo dar a conhecer a arquitectura *Doherty*, explicar o seu princípio de funcionamento e mostrar o seu comportamento no que diz respeito à eficiência e linearidade.

Como se pôde verificar, o *Doherty* consegue apresentar uma eficiência superior às classes operação convencionais, como o Classe AB e B e, mesmo assim, melhorar a linearidade do sistema, apesar de isto ser um pouco complexo e ainda estar em exploração.

Desta forma o *Doherty* veio a tornar-se, ao longo dos anos, um amplificador de referência e eleição para aplicação em *base stations* [4].

CAPÍTULO 4

PROJECTO DO AMPLIFICADOR

Neste capítulo serão dados todos os detalhes em relação ao projecto de um amplificador de potência RF em classe AB. Todas as considerações do projecto serão tomadas tendo em conta a possibilidade de integração deste amplificador na arquitectura *Doherty*. Para essa finalidade utilizou-se o simulador *Agilent Advanced Design System* (ADS).

4.1 Escolha do Dispositivo Activo

A escolha do dispositivo activo a utilizar num amplificador é um factor que influencia directamente o seu desempenho.

Em 1960 o BJT (*Bipolar Junction Transistor*), construído em Si (silício), marca o nascimento dos dispositivos activos de estado sólido para aplicações de potência em RF. O BJT é um dispositivo que permite obter uma elevada tensão de *breakdown* com relativa facilidade, tal como elevadas densidades de potência [14].

A segunda geração de semicondutores, representada pelo GaAs (Arsenieto de Gálio), já apresenta dispositivos com uma mobilidade de electrões superior aos de Si e são também capazes de operar eficientemente a frequências mais altas [14] [15].

Nos anos mais recentes, os requisitos dos dispositivos activos tornaram-se mais exigentes ao requerer alta potência e funcionamento a frequências e temperaturas mais elevadas, tornando-se necessário encontrar um melhor semiconductor para substituir o GaAs. Perante este cenário, o nitreto de gálio (GaN), como um material semiconductor de elevada energia de *bandgap*, constitui a terceira geração de materiais semicondutores utilizados em dispositivos activos. O GaN tem melhores propriedades químicas e eléctricas quando comparado com a primeira e segunda gerações de semicondutores [15].

Tabela 4.1 – Propriedades do GaN e outros materiais concorrentes [16].

Attribute	Si	GaAs	4H-SiC	GaN
Bandgap (eV)	1.11	1.43	3.2 [§]	3.4 [§]
Critical electric field (10 ⁶ V/cm)	0.7	0.7	3.5 [§]	3.5 [§]
Electron mobility (cm ² /V-s)	1500	8500 [*]	700	1000-2000 [*]
Hole mobility (cm ² /V-s)	450	330	120	300
Saturation (peak) electron velocity (10 ⁷ cm/s)	1.0 (1.0)	1.3 (2.1) [‡]	2.0 (2.0)	1.5 (2.1) [‡]
Thermal conductivity (W/cm-K)	1.5	0.46	4.9	1.5
Relative dielectric constant	11.9	12.5	10	9.5

Significance of Attributes: [§] High Voltage, [‡] High Frequency

^{*} Typical 2-DEG mobility for AlGaAs/InGaAs and AlGaN/GaN heterostructure.

A comparação entre GaN e outros semicondutores está presente na tabela 1.1. Com a evolução da tecnologia de crescimento em camadas e o desenvolvimento das tecnologias dos contactos óhmicos, revelação, corrosão e causticação, a variedade de estruturas heterogenias de GaN tem tido um considerável progresso, incluindo MESFET (metal semiconductor field-effect transistor), HFET (heterojunction field effect transistor), HEMT (high electron mobility transistor), MODFET (modulation doped field-effect transistor), MISFET (metal insulation field-effect transistor) e outros dispositivos de microondas, dentro dos quais os HEMT são os mais utilizados [15].

A **largura de banda proibida** (*bandgap*) à temperatura ambiente de 3.4 eV, é a característica fundamental que coloca o GaN directamente na família dos semicondutores com maior largura de banda proibida, a qual torna possível aos dispositivos suportar **campos eléctricos** (*critical electrical field*) aproximadamente cinco vezes superiores aos suportados pelo Si e GaAs. Estas características são essenciais para que os dispositivos apresentem tensões de *breakdown* superiores e consequentemente gerem maiores valores de potência RF [17].

A boa **condutividade térmica** (*thermal conductivity*) que este semiconductor oferece, é fulcral nos transístores de potência para evitar a degradação do seu desempenho com o aumento da temperatura do canal [16].

A baixa **constante dieléctrica** (*relative dielectric constant*) dos semicondutores com elevada largura de banda proibida, permite que os dispositivos possam ser maiores em área para uma dada impedância. Isto, por sua vez, ajuda a gerar maior corrente e potência RF. A baixa constante dieléctrica significa também baixas capacidades de carga, o que reduz as contribuições dos atrasos parasitas para o tempo total de atraso nos HEMT's. Desta forma, este material possibilita uma maior linearidade aos dispositivos [16] [17].

As **propriedades de transporte dos electrões** (*electron mobility e saturation velocity*) são determinantes na definição das características dos dispositivos quando a trabalhar a frequências mais elevadas. A elevada mobilidade dos electrões é necessária para reduzir consideravelmente os atrasos internos do dispositivo, permitindo o seu funcionamento a frequências mais elevadas [16] [17].

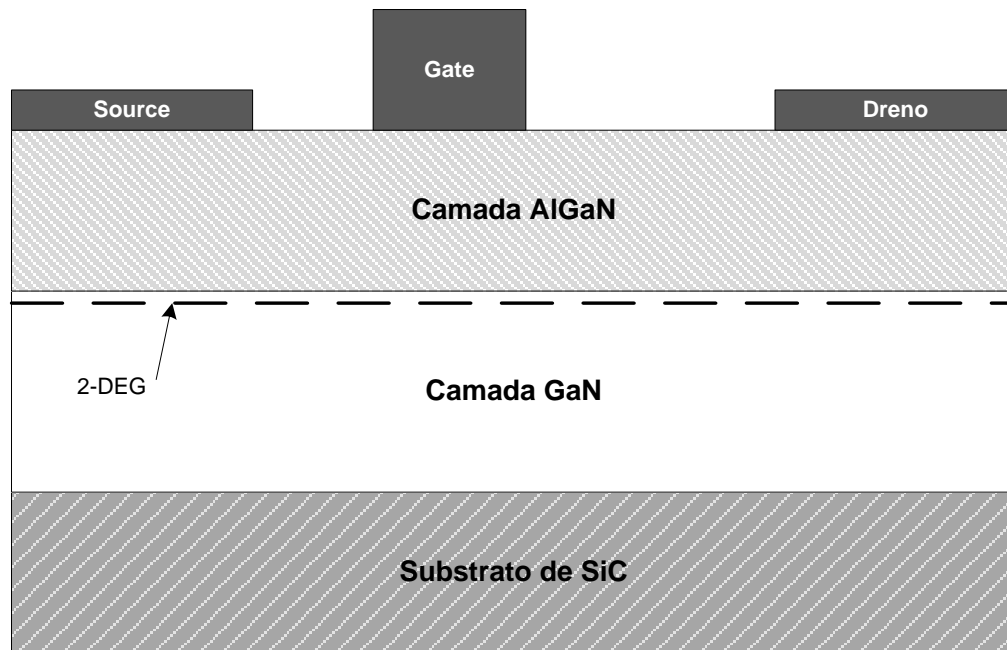


Fig. 21 – Estrutura transversal de um transístor GaN HEMT (modificado de [18]).

Na configuração apresentada na figura anterior (Fig. 21) pode-se observar a estrutura transversal de um transistor de GaN HEMT. Este dispositivo é constituído pelas seguintes camadas: a do substrato de SiC, a de GaN e a de AlGaN. Para além disso, entre as camadas de AlGaN e de GaN forma-se um gás de electrões em duas dimensões denominado de 2-DEG (Two Dimensional Electron Gas). Este apresenta uma concentração cerca de dez vezes superior à formada num dispositivo de Si, proporcionando aos GaN HEMTs uma maior densidade de corrente de dreno [18]. Assim, estes dispositivos podem disponibilizar maiores valores de potência de saída.

Estas características dos transístores de GaN HEMT justificam a opção deste tipo de transistor nesta aplicação. Uma vez que a Cree é o principal fornecedor de dispositivos e wafers de Carboneto de Silício (SiC) e de Nitreto de Gálio (GaN) para comunicações wireless, optou-se por um dispositivo activo desta marca.

Após a análise de dois transístores, o CGH35015 e o CGH40010, optou-se por aquele que oferecia melhor relação qualidade preço, ou seja, o primeiro, já que o seu preço seria cerca de metade do segundo, o que tornaria o projecto menos dispendioso.

O datasheet do transistor seleccionado encontra-se em anexo (Anexo N.º1).

4.1.1 Parâmetros do Transistor

Com a utilização do simulador ADS da Agilent e com o modelo do transistor CGH35015 fornecido pela Cree, realizou-se uma simulação que permitiu obter as curvas características I-V do transistor (Fig. 23 e Fig. 24), a partir do seguinte esquemático (Fig. 22).

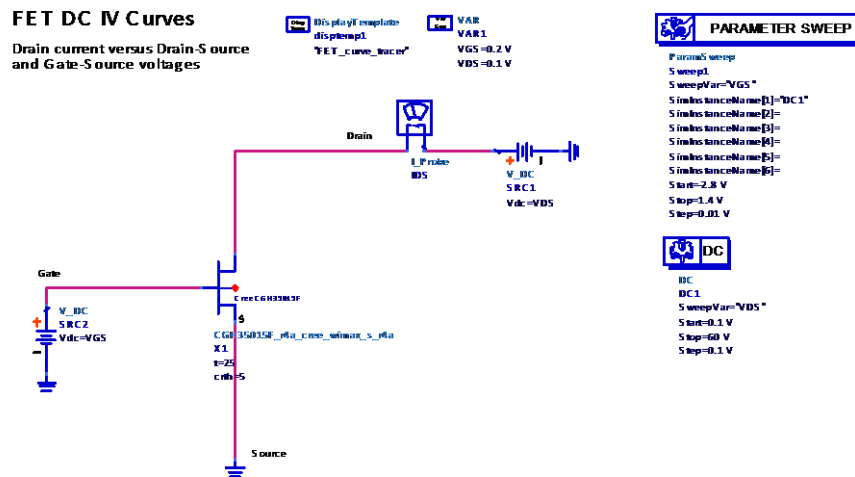


Fig. 22 – Esquemático utilizado para obter as curvas características I-V do transistor.

Estas curvas são determinantes para a escolha do ponto de polarização do transistor, que vai definir a classe de operação de cada um dos amplificadores utilizados no Doherty. Outro aspecto importante, são os valores que são necessários retirar destas curvas e que vão permitir calcular a recta de carga óptima.

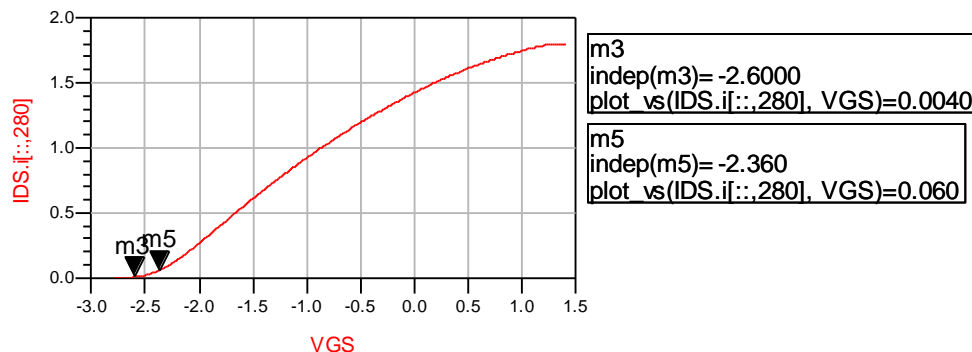


Fig. 23 – Curva I-V do transistor ($I_{DS}(V_{GS})$ para $V_{DS} = 28V$).

O gráfico anterior foi obtido para um valor de $V_{DS} = 28V$ (valor utilizado no amplificador classe AB apresentado no *datasheet* do dispositivo activo), que será o utilizado no projecto do amplificador, de forma a maximizar a excursão da tensão sem correr o risco de atingir a tensão de *breakdown*.

Com a curva $I_{DS}(V_{GS})$ é possível descobrir qual a tensão de *threshold* e qual o valor de V_{GS} para o qual se obtém um $I_{DQ} = 60\text{ mA}$ (valor indicado pelo fabricante).

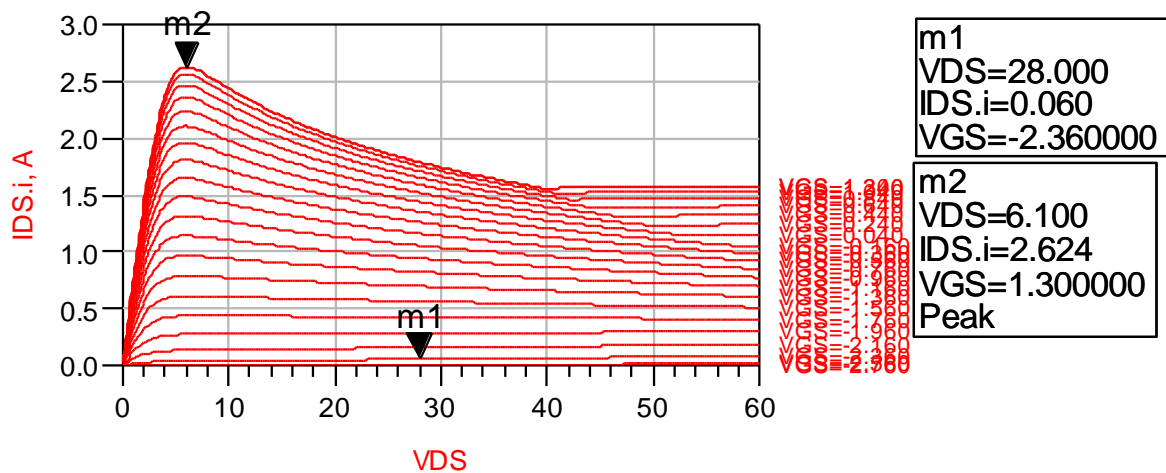


Fig. 24 – Curvas características I-V do transistor ($I_{DS}(V_{DS})$) para vários valores V_{GS} .

De acordo com a figura Fig. 24, pode-se verificar que o valor de $I_{DS,Max}$ é cerca de 2.624A e ocorre para uma tensão de joelho de $V_{DS,K} = 6.1V$.

4.2 Cálculo da Impedância de Carga Desejada

Depois de uma análise do comportamento do dispositivo, pode-se prosseguir com o cálculo da impedância de carga desejada para o amplificador.

Como se sabe, o valor da impedância de carga óptima de um amplificador em classe A pode ser determinado pela relação que esta tem com o declive da recta de carga do amplificador, pela seguinte fórmula:

$$m = -\frac{1}{R_L} \quad (4.1)$$

Em que R_L , representa o valor da resistência de carga.

Como neste caso o amplificador não se encontra polarizado em classe A, mas sim em classe AB, esta relação não é válida. Isto deve-se ao facto de, apenas na classe A, as formas de onda de tensão e corrente no dreno do transístor partilharem a mesma forma de onda sinusoidal das ondas de tensão e corrente na carga. Assim, para as outras classes, outra relação deve ser usada:

$$R_L = \frac{\Delta V_1}{\Delta I_1} \quad (4.2)$$

Em que I_1 representa o valor da componente fundamental da corrente no dreno do transístor e V_1 o valor da componente fundamental de tensão.

Com o intuito de simplificar os cálculos, considerou-se que o amplificador estaria polarizado em classe AB mas muito perto da classe B. Assim sendo, para a classe B o valor de I_1 será cerca de duas vezes menor que para a classe A, uma vez que este representa apenas a componente fundamental de corrente. Desta forma, $\Delta I_1 = (I_{DS,Máx} - 0)/2$ e $\Delta V_1 = (2V_{DS} - V_K) - V_K$.

Extraindo estes valores da secção 4.1.1 e substituindo na expressão 4.2, obtém-se um valor da recta de carga óptima, para potência entregue à carga, de $R_L = 16.7\Omega$.

Como o princípio de funcionamento da arquitectura Doherty pressupõe que, para níveis de potência de entrada baixos, o amplificador classe AB apresente uma impedância de carga $2Z_0$, e que, para níveis de potência de entrada elevados, esta impedância seja modulada pelo

amplificador classe C tornando-se Z_0 , então o *carrier amplifier* será projectado para uma impedância de $2Z_0$. Esta impedância otimiza o comportamento do PAE para baixos níveis de sinal de entrada e que apresenta o valor de $2 \times 16.7 \Omega = 33.4 \Omega$.

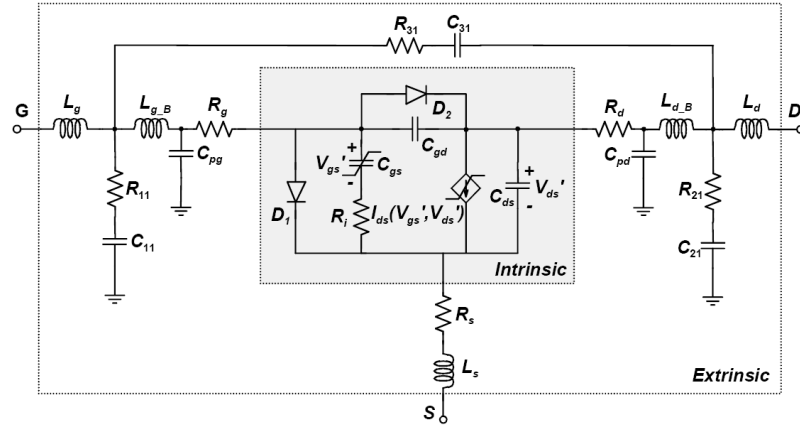


Fig. 25 – Modelo equivalente de um GaN HEMT (apenas ilustrativo) [19].

No entanto, como o dispositivo activo apresenta um modelo que pode ser, por exemplo, semelhante ao ilustrado na Fig. 25, o valor da resistência óptica de carga calculada não será o aplicado na adaptação de saída do amplificador. Teria de ser calculado um valor de impedância de carga óptima consoante os componentes extrínsecos e intrínsecos do transístor, ou seja, um valor de Z_L como o representado na figura seguinte (Fig. 26).

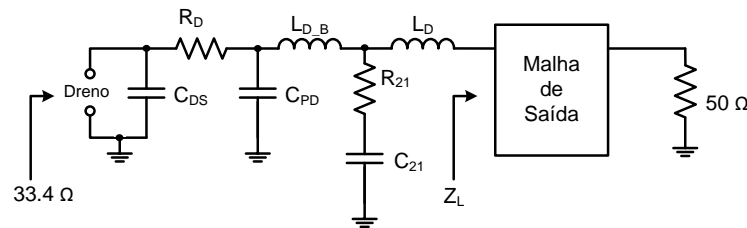


Fig. 26 – Esquema possível de ser utilizado para calcular o valor de Z_L (apenas ilustrativo).

Contudo, na ausência desses valores realizou-se uma análise Load-Pull no ADS de forma a poder calcular o valor da impedância de carga desejada. Assim, recorrendo ao esquemático da figura seguinte (Fig. 27), com o objecto de saber qual a impedância de carga que oferecia melhor PAE e um valor de potência entregue à carga mais elevado (Fig. 28). Experimentaram-se vários valores de potência de entrada onde 28 dBm foi o que ofereceu um PAE mais elevado.

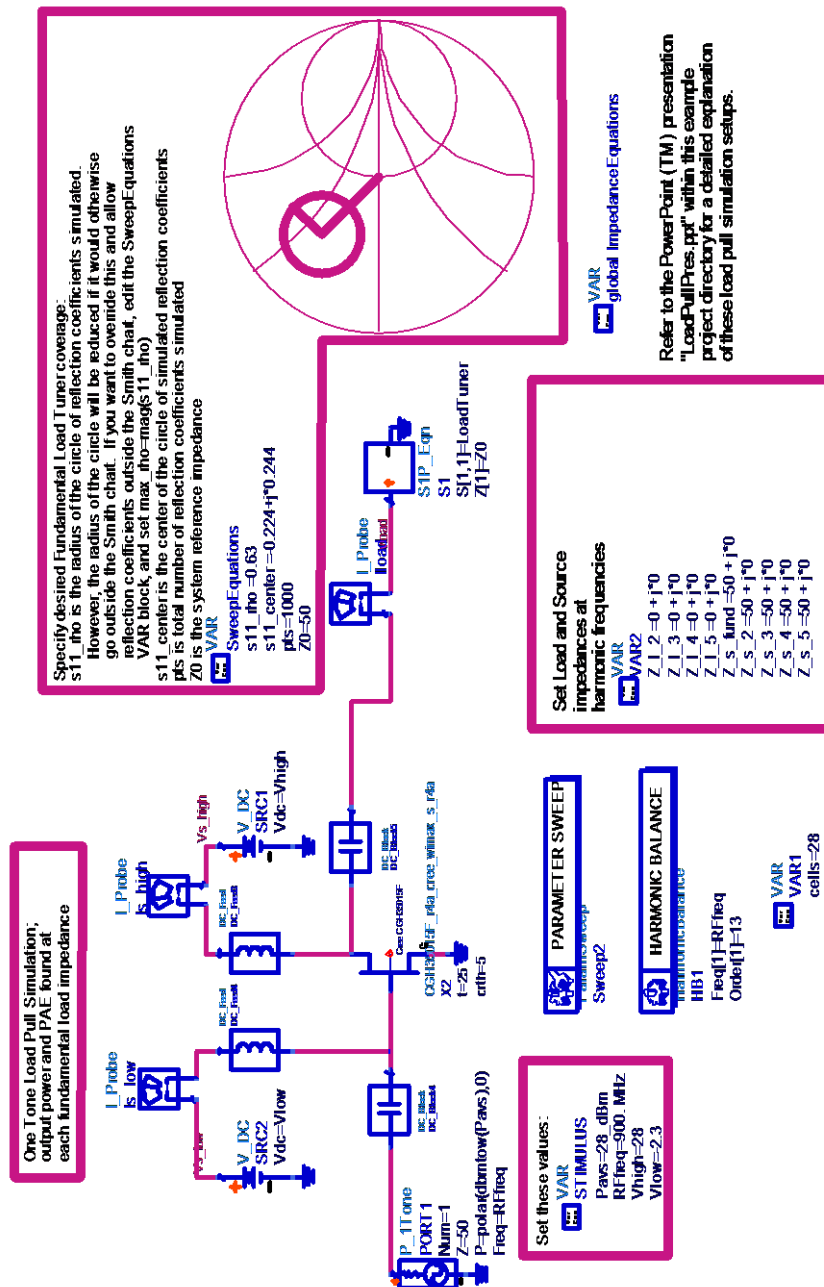


Fig. 27 – Esquemático que permite realizar a análise Load-Pull.

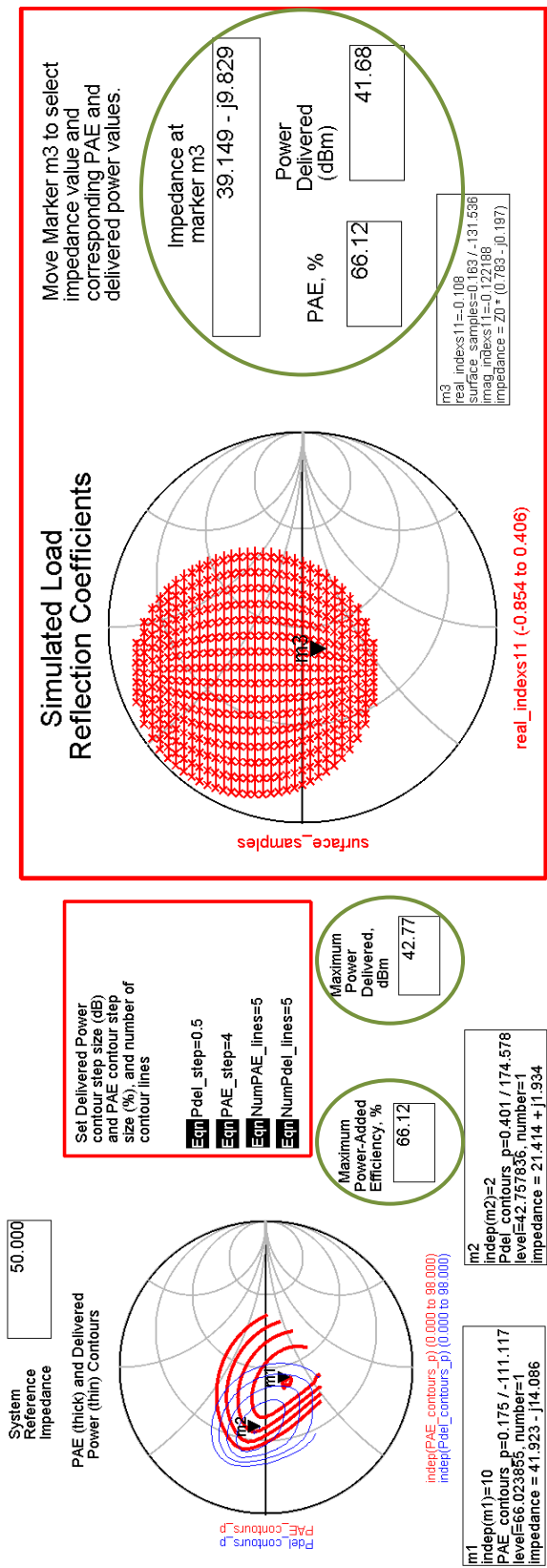


Fig. 28 – Resultados da análise Load Pull

Como se pode verificar pela figura, é possível atingir um PAE máximo de 66.12% e uma potência máxima entregue à carga de 42.77 dBm. No entanto, estes valores não se verificam para uma mesma impedância de carga. Desta forma, optou-se por obter um máximo PAE, de acordo com o que foi dito anteriormente, e verificou-se que para essa impedância de carga ($Z_L = 39.149 - j*9.829 \Omega$, próxima de $2Z_0$ como seria de esperar) a potência máxima entregue à carga é de 41.68 dBm.

4.3 Projecto do “carrier amplifier” – Classe AB

Escolhido o ponto de polarização do amplificador e a impedância de carga, procedeu-se ao projecto do amplificador classe AB propriamente dito.

Este projecto irá envolver duas fases distintas: o projecto de um amplificador classe AB puro, que mais tarde irá servir de elemento comparativo; e o projecto de um amplificador classe AB utilizando exclusivamente linhas de transmissão.

Neste primeiro momento, o amplificador projectado é um classe AB puro com componentes ideais. Um amplificador deste tipo, ou seja, um amplificador linear puro, pode ser representado de acordo com as condições presentes na figura seguinte (Fig. 29).

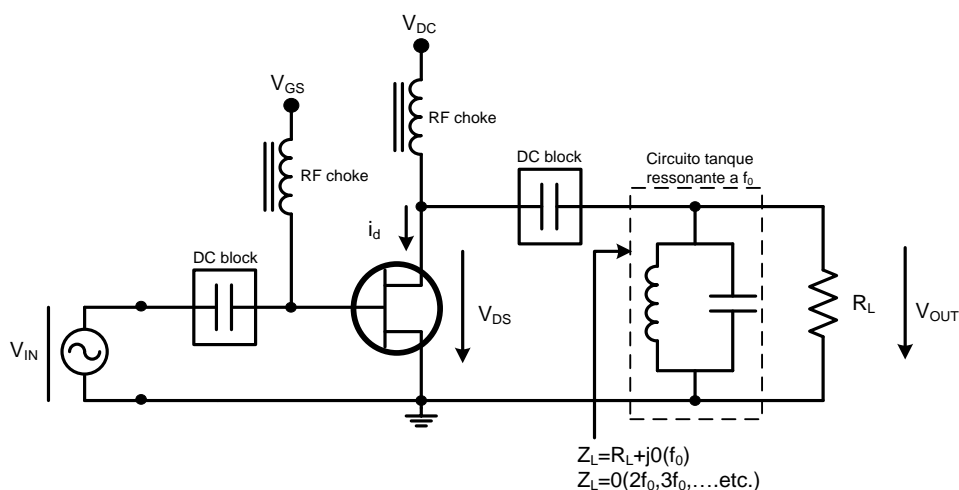


Fig. 29 – Amplificador Classe AB puro

Assim, o primeiro passo que se tomou foi desenhar a malha de adaptação de saída. Para tal, começou-se por projectar um circuito tanque LC paralelo com um factor de qualidade, $Q = 25$, de tal forma que fosse ressonante à fundamental (900 MHz) e impossibilitasse a passagem das restantes harmónicas para a carga, colocando-as em curto-circuito (cálculos apresentados nas equações 4.3 e 4.4).

$$Q = \omega_0 RC \Leftrightarrow 25 = 2\pi \times 900 \times 10^6 \times 50 \times C \Leftrightarrow \boxed{C = 88.42 \text{ pF}} \quad (4.3)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Leftrightarrow 2\pi \times 900 \times 10^6 = \frac{1}{\sqrt{L \times 88.42 \times 10^{-12}}} \Leftrightarrow \boxed{L = 0.3537 \text{ nH}} \quad (4.4)$$

Apesar de o circuito tanque estar projectado, nada nos garante que à fundamental o transístor veja a impedância de carga desejada. Com o objectivo de atingir essa especificação, realizou-se a adaptação de impedâncias à frequência fundamental, utilizando para esse efeito um componente existente no ADS (*Simple Stub Impedance Matching SmartComponent*) (Fig. 30). Este projecta um conjunto de linhas de transmissão ideais, que permitem ao transístor ver a impedância de carga escolhida à fundamental (Fig. 31).

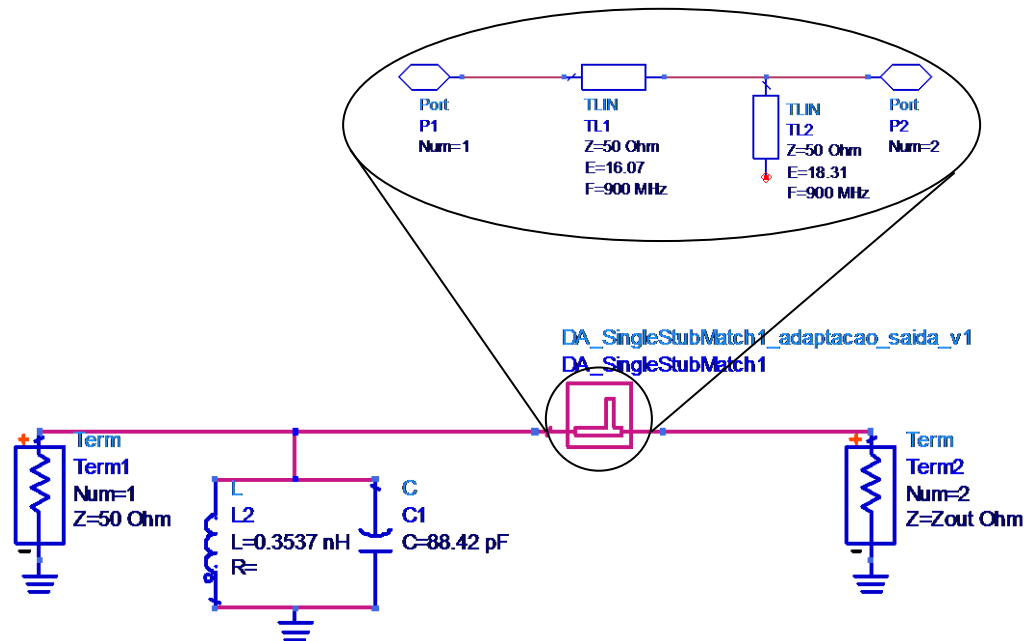


Fig. 30 – Malha de adaptação de saída do amplificador Classe AB puro.

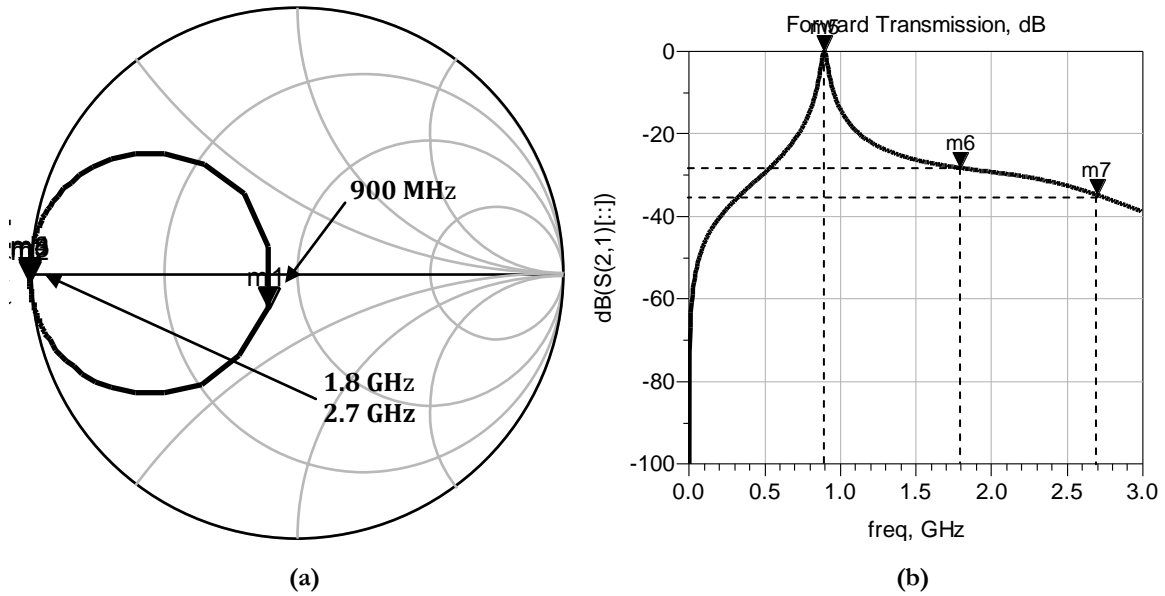


Fig. 31 – Resultados da análise de parâmetros S do esquemático da figura anterior.

A seguinte evolução do projecto consiste em projectar a malha de entrada do amplificador de forma a haver uma maximização do seu ganho. Para tal, é necessário respeitar as condições da figura seguinte (Fig. 32).

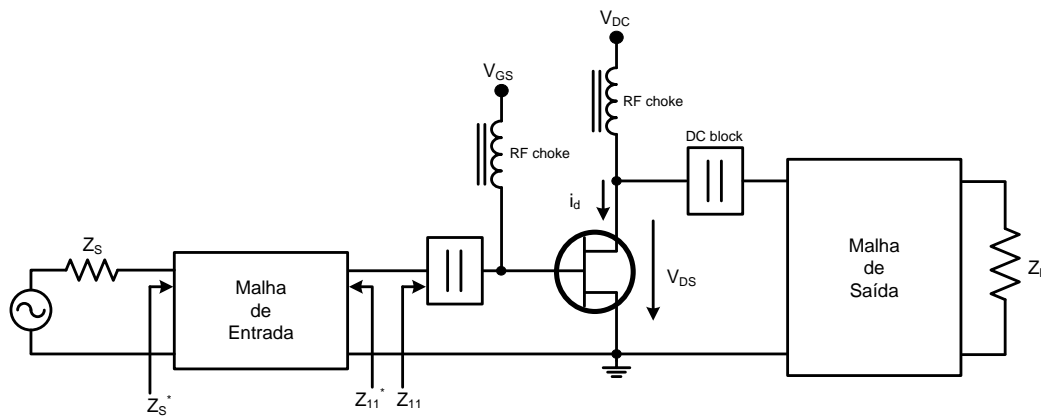


Fig. 32 – Esquemático de um amplificador com condições de projecto da malha de entrada.

Para se conseguir essa adaptação, fez-se de novo uso do *Simple Stub Impedance Matching SmartComponent* do ADS e confirmou-se os resultados ao realizar uma análise de parâmetros S (Fig. 33):

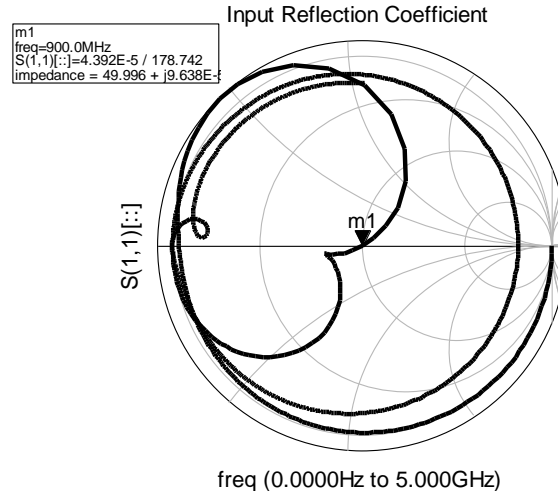


Fig. 33 – Resultados de confirmação da adaptação de entrada.

Tendo em conta que este amplificador visa eficiência, a melhor forma de conseguir a sua optimização será, ao invés de curto-circuitar todas as harmónicas, curto-circuitar apenas os harmónicos pares e fazer circuito aberto aos harmónicos ímpares. Assim, torna-se possível diminuir a sobreposição entre as ondas de tensão e corrente para níveis elevados de potência de saída (para os quais a forma de onda de corrente começa a apresentar harmónicos ímpares).

Com esse intuito, os novos parâmetros para o projecto da malha de saída do amplificador, que será projectado tendo em conta apenas a fundamental, segunda e terceira harmónicas, serão os seguintes:

$$Z_{in}(f_0) = 39.149 - j9.829 (\Omega);$$

$$Z_{in}(2f_0) = 0;$$

$$Z_{in}(3f_0) = \infty;$$

$$|S_{21}|(f_0) = 1;$$

$$|S_{21}|(2f_0) = 0;$$

$$|S_{21}|(3f_0) = 0.$$

Como o amplificador projectado anteriormente foi todo projectado com componentes ideais e isto não corresponde ao que irá acontecer na prática, o novo projecto será realizado com linhas microstrip, iniciando-se assim a segunda fase do projecto (como referido previamente).

4.3.1 Malha de Polarização (Microstrip)

Devido ao facto do novo amplificador já ser projectado com componentes reais, o primeiro passo a dar no seu projecto é passar a malha de polarização, que anteriormente era realizada com componentes ideais, para linhas microstrip. A malha de polarização, entenda-se o que anteriormente era representado pelo DC Feed, deverá impedir a passagem de sinal RF para a fonte, bem como deixar apenas a componente DC para o restante circuito.

A malha foi construída com um *radial stub* e uma linha de transmissão de $\lambda/4$ de 0.25mm. O *radial stub* foi projectado de tal maneira que na sua extremidade se visse um C.C. à frequência fundamental, possibilitando o C.A. na extremidade oposta da linha de $\lambda/4$.

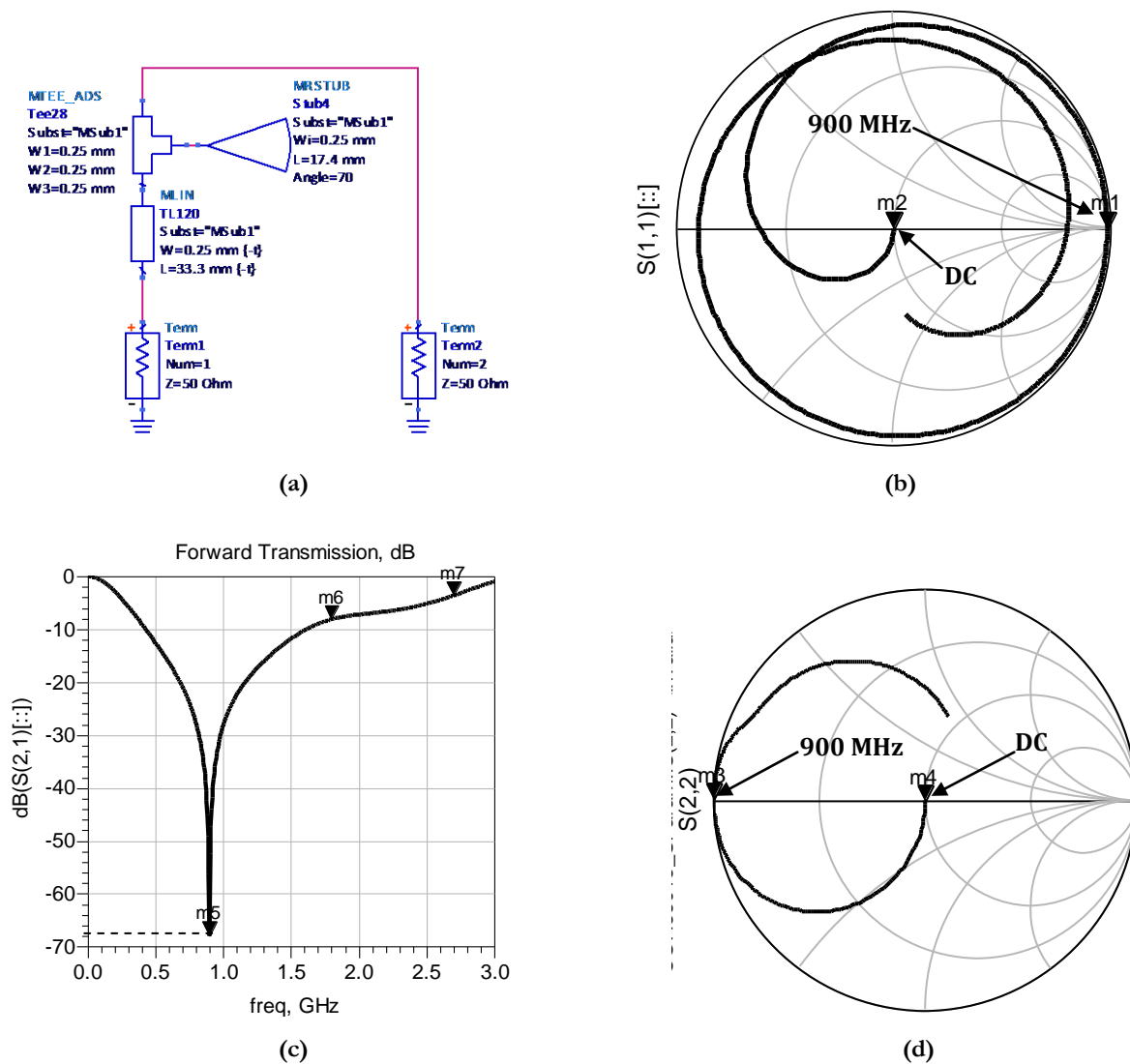


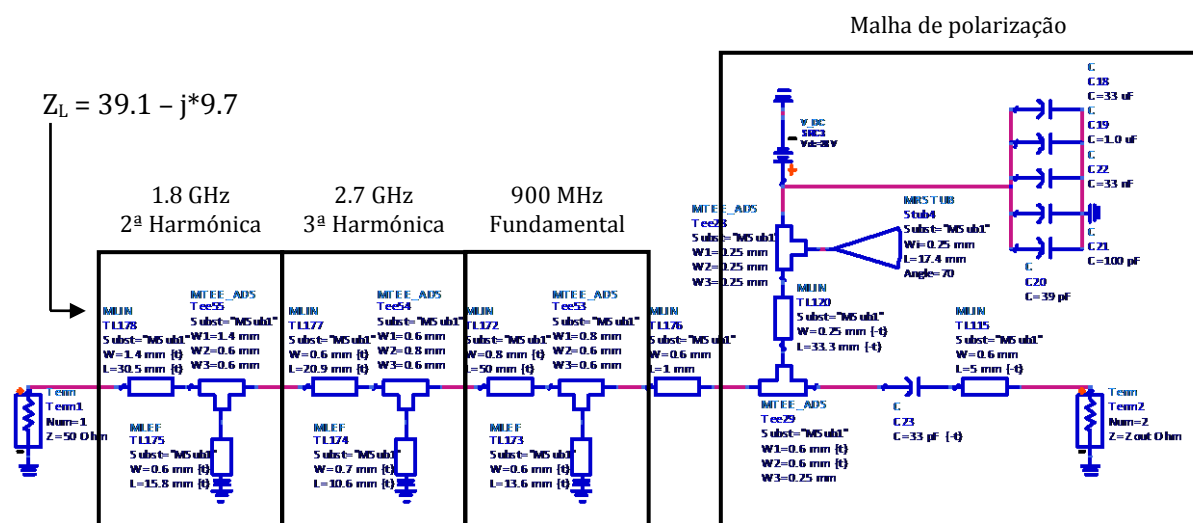
Fig. 34 – Resultados da análise de parâmetros S da malha de polarização: (a) esquemático da malha de polarização; (b) S11; (c) dB(S21); (d) S22.

Como se pode ver pelos resultados da malha projectada, todas as especificações referidas anteriormente, uma elevada atenuação à fundamental (Fig. 34(c)), C.C. na extremidade do *radial stub* (Fig. 34(d)) e C.A. na extremidade oposta da linha de transmissão de $\lambda/4$ (Fig. 34(b)), são respeitadas.

4.3.2 Malha de adaptação de saída (Microstrip)

Agora que já se possui uma malha de polarização, seguir-se-á o projecto da malha de saída de acordo com as condições especificadas anteriormente. Com esse propósito, começou-se por projectar separadamente, com linhas de transmissão ideais, o tratamento da segunda e terceira harmónicas, seguidas da fundamental. No entanto, uma vez que as linhas de transmissão que tratam, por exemplo, a segunda harmónica influenciam a impedância à terceira harmónica e fundamental, torna-se necessário juntar todos os conjuntos de linhas e proceder a um ajuste do seu comprimento, de tal forma que se consiga obter a impedância desejada a todas as frequências.

Como na prática não serão utilizados componentes ideais, teve que se passar as linhas ideais para linhas microstrip. Para isso, utilizou-se o substrato Duroid 6010 e uma ferramenta do ADS que facilita essa implementação (*LineCalc*). Seguindo este procedimento conseguiu-se obter a malha de saída da Fig. 35 com os respectivos resultados Fig. 36 (a) e (b).



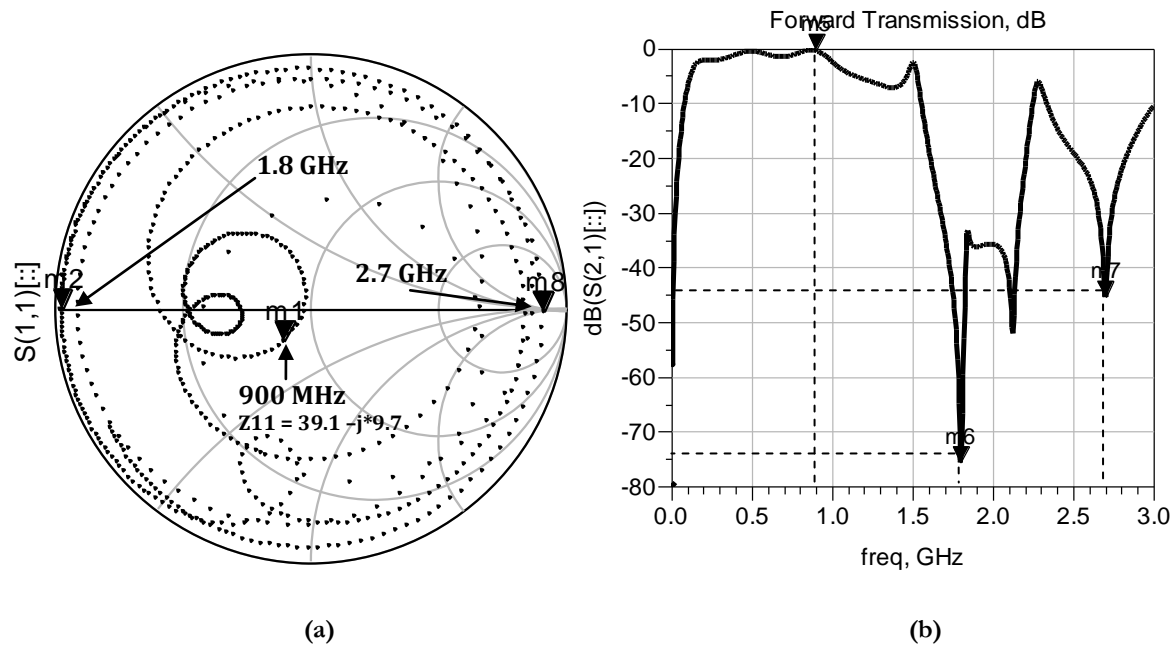


Fig. 36 – Resultados da análise de parâmetros S do esquemático da figura anterior (a) S11; (b) dB(S21).

De acordo com os resultados obtidos na Fig. 36, podemos verificar que todos os requisitos definidos para a malha de saída são cumpridos, estando as impedâncias à fundamental, segunda e terceira harmónicas aproximadamente onde se pretendia.

4.3.3 Malha de adaptação de entrada (Microstrip)

Uma vez projectada a malha de saída e garantidas as suas especificações (Fig. 36), realizou-se o projecto da malha de entrada, com um processo idêntico ao utilizado no projecto do amplificador classe AB puro mas agora já com as linhas ideais convertidas em linhas microstrip. Obteve-se então a malha de entrada apresentada na figura seguinte, juntamente com os resultados da análise de parâmetros S realizada à malha (Fig. 37).



4.3.4 Análise de estabilidade

A estabilidade de um amplificador, ou seja, a sua capacidade de resistir à oscilação, é uma consideração muito importante no seu projecto e pode ser determinada a partir dos parâmetros S, malhas de adaptação e suas terminações.

No caso de um quadripolo como o da Fig. 38, este é dito incondicionalmente estável a uma dada frequência se a parte real de Z_{IN} e Z_{OUT} forem maiores do que zero para todas as impedâncias de carga e fonte passivas. Se o quadripolo não for incondicionalmente instável, então é potencialmente instável, ou seja, algumas impedâncias de carga ou fonte podem produzir impedâncias de entrada ou saída com parte real negativa.

Em termos de coeficientes de reflexão, as condições para a estabilidade incondicional a uma dada frequência são:

$$|\Gamma_S| < 1 \quad (4.5)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (4.6)$$

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (4.7)$$

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (4.8)$$

onde todos os coeficiente são normalizados à mesma impedância característica Z_0 .

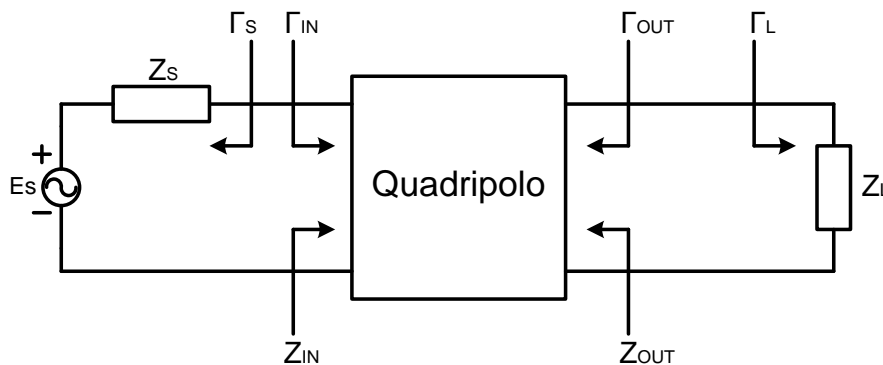


Fig. 38 – Quadripolo terminado com Z_S e Z_L .

Quando o quadripolo da figura é potencialmente instável, podem existir valores de Γ_s e Γ_L para os quais as partes reais de Z_{IN} e Z_{OUT} são positivos. Estes valores de Γ_s e Γ_L (regiões na carta de Smith) podem ser determinados utilizando o seguinte procedimento gráfico.

Primeiro, são determinadas as regiões onde os valores de Γ_s e Γ_L originam $|\Gamma_{IN}|=1$ e $|\Gamma_s|=1$, respectivamente. O centro e o raio dos círculos onde $|\Gamma_{IN}|=1$ e $|\Gamma_{OUT}|=1$ nos planos Γ_L e Γ_s , respectivamente, podem ser calculados da seguinte forma:

Γ_L values for $|\Gamma_{IN}|=1$ (Circulo de Estabilidade de Saída):

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{raio}) \quad (4.9)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{centro}) \quad (4.10)$$

Γ_s values for $|\Gamma_{OUT}|=1$ (Circulo de Estabilidade de Entrada):

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{raio}) \quad (4.11)$$

$$C_L = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{centro}) \quad (4.12)$$

onde $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

Estes podem ser então projectados na carta de Smith, em que o centro destes círculos é traçado em relação ao centro da carta de Smith.

Assim sendo, torna-se agora necessário saber qual zona da carta de Smith que representa a região estável. Com este objectivo, observa-se que, se $Z_L=Z_0$ então $\Gamma_L=0$ e $|\Gamma_{IN}|=|S_{11}|$. Desta forma, se a magnitude de S_{11} for menor que 1, então $|\Gamma_{IN}|<1$ quando $\Gamma_L=0$ e o mesmo se pode aplicar para $\Gamma_s=0$, sendo $|\Gamma_{OUT}|=|S_{22}|$. A Fig. 40 ilustra o que aqui foi explicado.

No ADS existe uma ferramenta que permite traçar os círculos de estabilidade e determinar qual a sua região estável. Para tal, é necessário realizar uma simulação de parâmetros S como a ilustrada na figura seguinte, e de onde se podem obter resultados do género dos da Fig. 39.

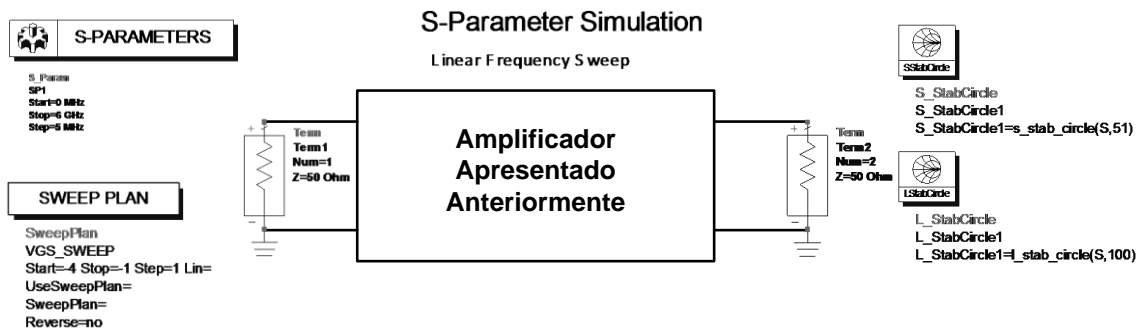


Fig. 39 – Esquemático de análise da estabilidade do amplificador.

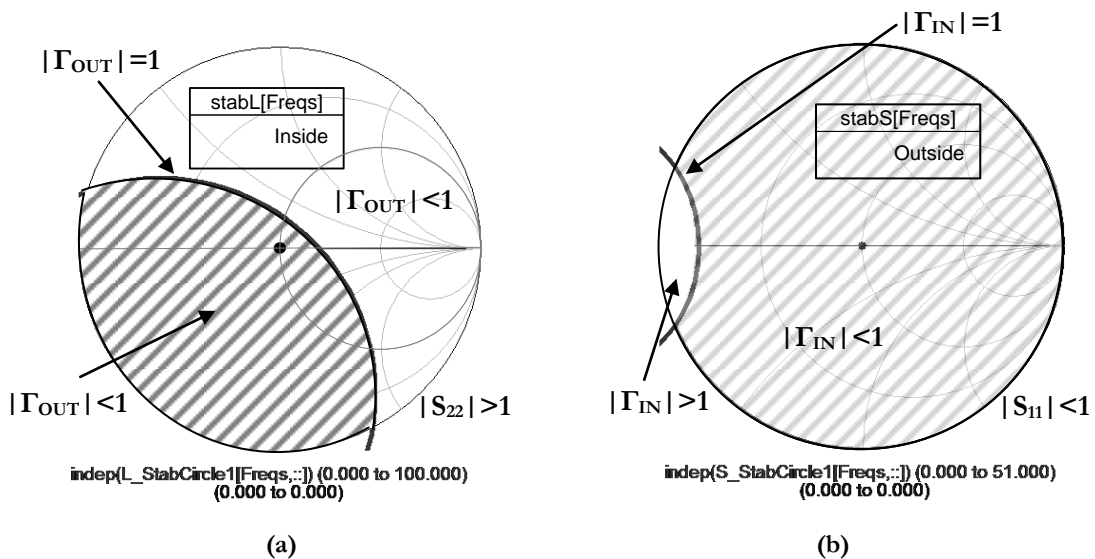


Fig. 40 – (a) Carta de Smith a ilustrar as regiões estável e instável no plano Γ_S ; (b) Carta de Smith a ilustrar as regiões estável e instável no plano Γ_L .

Recorrendo a este tipo de aplicação, que permite fazer variar a frequência para a qual se traçam os círculos de estabilidade bem como determinar a sua região estável, tornou-se fácil perceber se existia ou não uma potencial instabilidade no amplificador, o que se veio a verificar.

A potencial instabilidade resolveu-se com a alteração do quadripolo, ou seja, do amplificador anteriormente apresentado. Para se alcançar a estabilidade incondicional dentro da banda, introduziu-se uma resistência de 5Ω na gate do transistor, o que permitiu alterar a posição dos círculos de estabilidade. A instabilidade fora da banda, e que se verificava para as baixas frequências, resolveu-se com a introdução de uma resistência na malha de polarização de entrada e de uma bobina em paralelo com uma resistência na malha de polarização de saída.

4.3.5 Resultados e alterações finais

Agora, já com o amplificador projectado e tomadas as respectivas precauções em relação à sua estabilidade, realizou-se uma análise Harmonic Balance (HB) para se testar o desempenho do amplificador (resultados na Fig. 41).

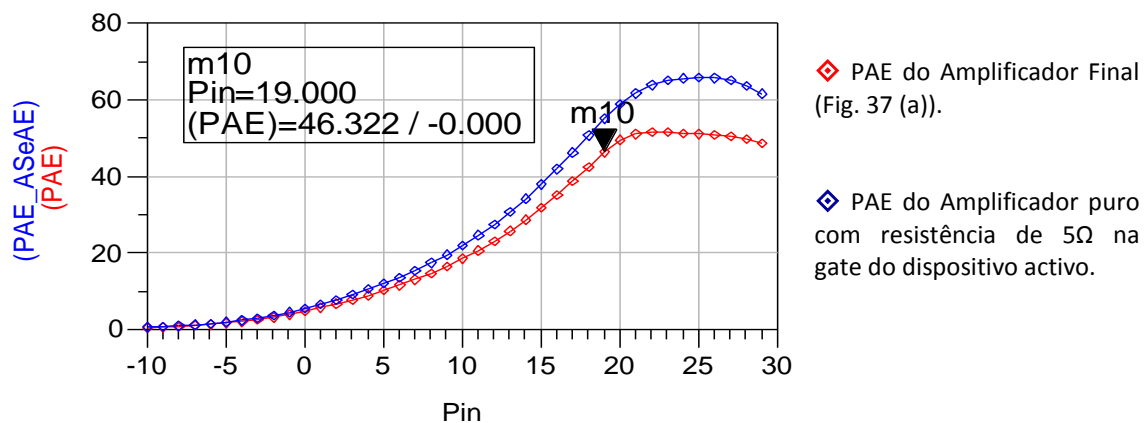


Fig. 41 – Gráfico do PAE do amplificador apresentado anteriormente e do amplificador puro.

O que se esperava seria que, para valores de P_{in} mais elevados, o PAE do amplificador realizado com linhas microstrip (com tratamento de harmónicas) fosse superior ao amplificador classe AB puro (realizado com linha ideais), o que não se verifica.

Uma vez que o projecto deste amplificador foi realizado segundo uma análise Load-Pull (independentemente dos extrínsecos e intrínsecos) e que o tratamento de hamónicos feito deve ser aplicado na fonte do transistor e não depois dos seus componentes extrínsecos, uma possível razão para estes resultados é que a influência dos extrínsecos a 1.8 GHz e a 2.7 GHz

seja de tal forma elevado que um CC a 1.8GHz e um CA a 2.7GHz no fim do extrínsecos não represente um CC e o CA na fonte do transistor.

Com o intuito de corrigir este problema, testaram-se vários valores para as impedâncias vistas à segunda e terceira harmónica até encontrar os seus valores óptimos ($0.586+j*11.682$ para 1.8GHz e $0.931+j*10.551$ para 2.7GHz). De seguida reajustou-se a malha de saída de forma a serem respeitadas as novas especificações (tentando garantir tamanhos para as linhas que se ajustassem aos tamanhos requeridos quando o amplificador fosse construído na prática), testou-se estabilidade do amplificador (Fig. 44) da forma anteriormente referida e retiraram-se os resultados do seu desempenho por análise Harmonic Balance (HB) de 1 tom (Fig. 42 e Fig. 43).

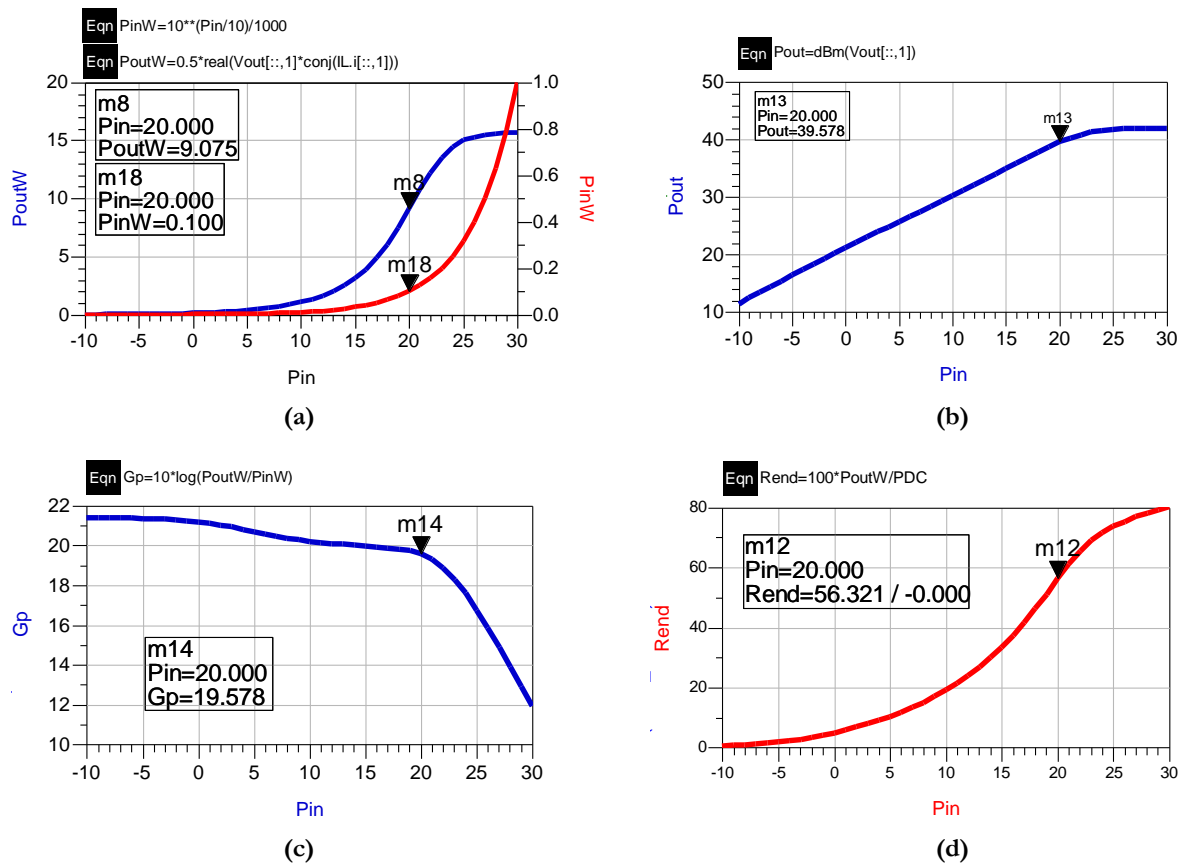


Fig. 42 – Resultados da análise harmonic balance do esquemático da Fig. 4.3.16; (a) Potência de saída e potência de entrada em W em função de Pin em dBm; (b) Potência de saída em dBm em função da potência de entrada em dBm; (c) Ganho do amplificador em função da potência de entrada em dBm; (d) Rendimento do amplificador em função da potência de entrada em dBm.

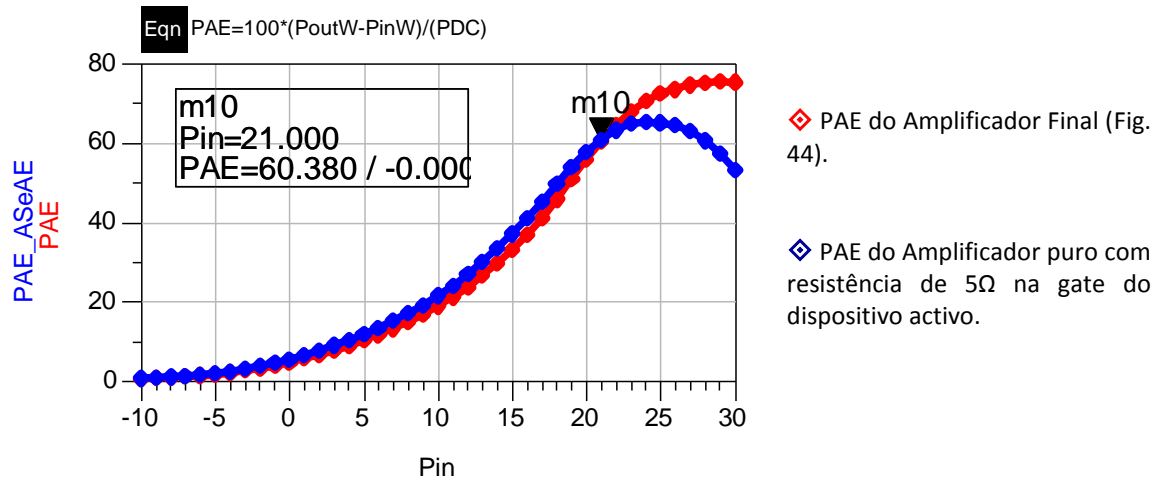


Fig. 43 – Resultados do PAE do circuito da Fig. 4.3.16 sobreposto com o gráfico do PAE do amplificador classe AB puro com a resistência de 5Ω na gate do transistor, ambos em função de Pin em dBm.

Como se pode verificar pelo gráfico da Fig. 43, com o ajuste das harmónicas do amplificador final (em microstrip), este já apresenta valores PAE superiores aos do amplificado classe AB puro para valores de P_{in} elevados. Este facto leva a concluir que o problema do projecto anterior foi bem detectado e a solução bem escolhida.

4.4 Sumário

Neste capítulo realizou-se o projecto do *carrier amplifier* do amplificador Doherty. O primeiro passo do seu projecto consistiu na escolha do dispositivo activo utilizado, apresentando as razões par tal escolha. Realizou-se uma análise do dispositivo, bem como, uma extracção dos seus intrínsecos e extrínsecos.

Foi necessário também escolher a recta de carga segundo a qual o projecto seria desenvolvido. Esse valor foi obtido por análise Load-Pull no ADS devido ao facto de não serem conhecidos os valores dos parâmetros intrínsecos e extrínsecos do transístor.

De acordo com as especificações mencionadas no parágrafo anterior e com o ponto de polarização do circuito escolhido, procedeu-se à realização de um amplificador classe AB puro recorrendo exclusivamente à utilização de elementos ideais. De seguida projectou-se um amplificador classe AB com tratamento de harmónicas e já com linhas microstrip. Durante a simulação deste último, vários aspectos foram tidos em conta, dentro dos quais, qual o tratamento de harmónicas que conduziria à obtenção de melhores valores de PAE, tendo sido necessárias algumas alterações ao longo do projecto e estabilidade.

Por fim foram apresentados os resultados do amplificador projectado, dentro dos quais foi feita a comparação entre o PAE atingido por este e o amplificador ideal, onde os resultados foram favoráveis ao primeiro.

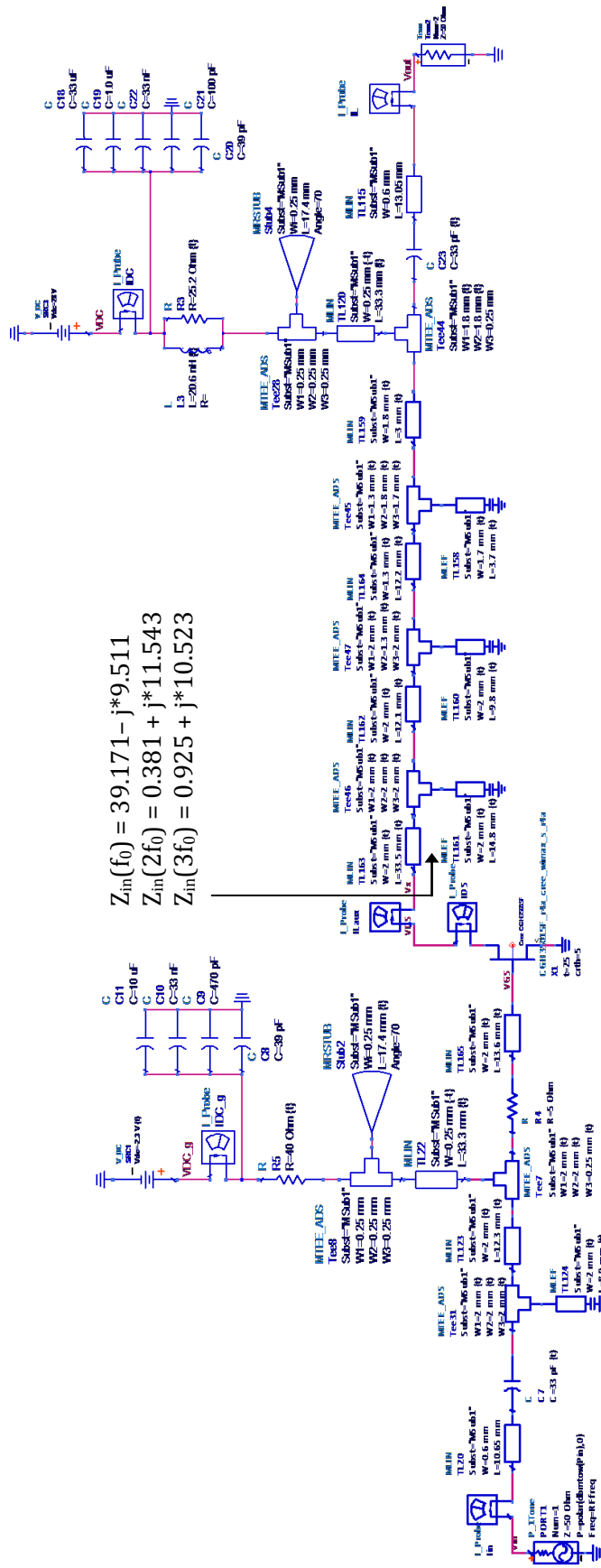


Fig. 44 – Esquemático do amplificador Classe AB final em microstrip.

CAPÍTULO 5

IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA E RESULTADOS

Durante este capítulo serão apresentados todos os procedimentos relacionados com a transposição do amplificador projectado no capítulo anterior para a prática. Irá também ser apresentada uma análise crítica dos resultados obtidos, quando comparados com os obtidos por simulação.

5.1 Desenho do layout e implementação

O primeiro passo da implementação do amplificador consiste em ver o comprimento da malha de entrada e da malha de saída de forma a escolher as bases onde o circuito impresso irá assentar. Estas bases têm como finalidade dar sustentação ao substrato, tornando toda a placa de circuito impresso mais robusta, e dissipação para o transistor.

A malha de entrada do circuito apresentava inicialmente um comprimento de 35.15 mm o que pressupunha a utilização de uma base de 40 mm, tendo em conta que só existiam bases de 20 mm, 30 mm e 40 mm. Para que o circuito fique à justa com a base foi necessário aumentar a primeira linha do circuito, a linha onde se soldam os conectores, o que não constitui qualquer problema uma vez que esta se encontra adaptada (apresentando uma impedância característica de $50\ \Omega$, a mesma impedância com que se encontra terminada).

A malha de saída tinha 72.75 mm, tornando necessária a utilização de uma base de 80 mm, sendo esta constituída por duas bases de 20 mm e uma de 40 mm. A posição destas bases está de acordo com a figura seguinte (Fig. 45) e foi escolhida de acordo com a posição da furação do circuito impresso. O comprimento do layout foi ajustado de acordo com as bases, da mesma forma como foi feito na malha de entrada.

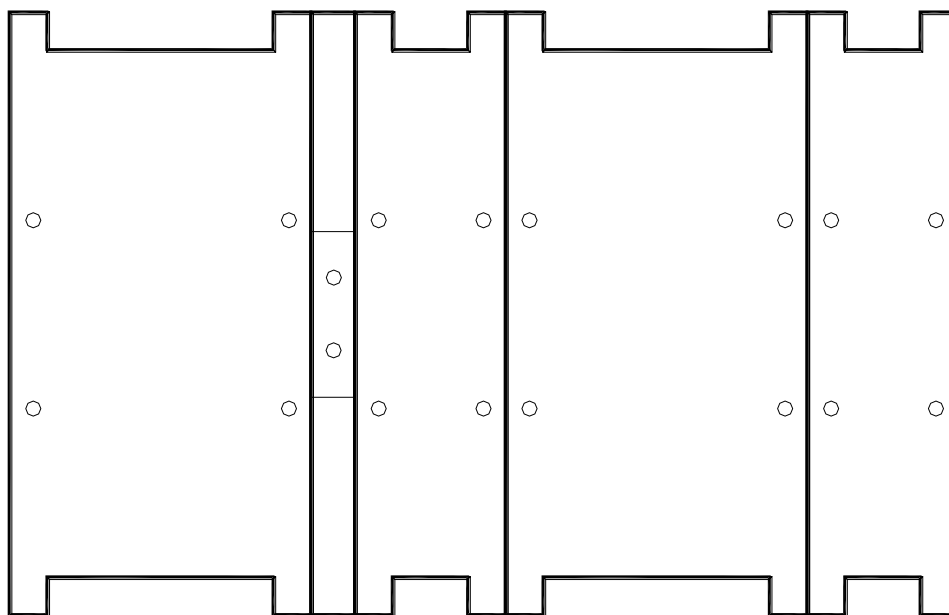


Fig. 45 – Desenho da base do circuito.

Já com as bases escolhidas, foi possível proceder ao desenho do layout do circuito. Este foi desenhado em cima das bases com o objectivo de se ter uma orientação de desenho e de marcação das furações. O layout final é o apresentado na Fig. 46.

Uma vez desenhado o layout, chegou-se à fase de imprimir a película ou matriz, fazer o circuito impresso (sensibilização do cobre da placa, exposição e revelação, destruição do cobre) e soldar os componentes necessários ao seu funcionamento. O resultado final deste processo pode ser visto na Fig. 47.

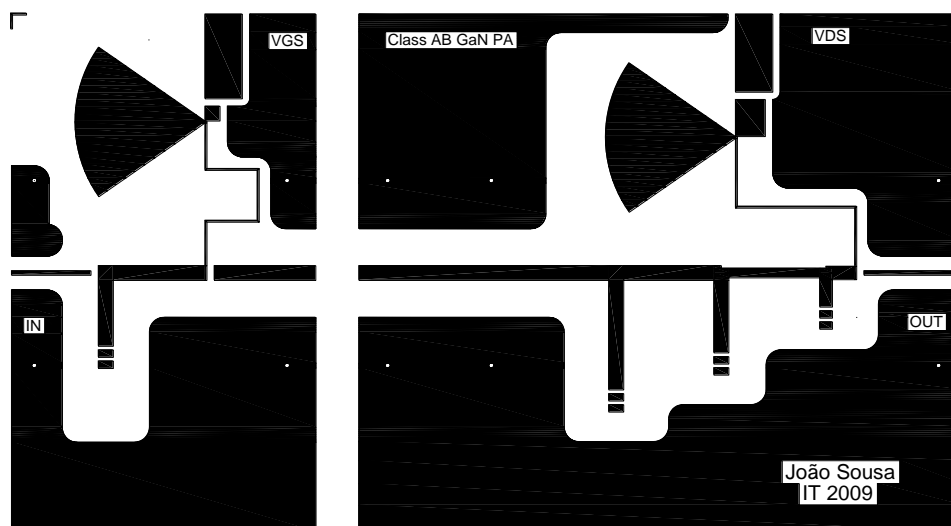


Fig. 46 – Layout do circuito.

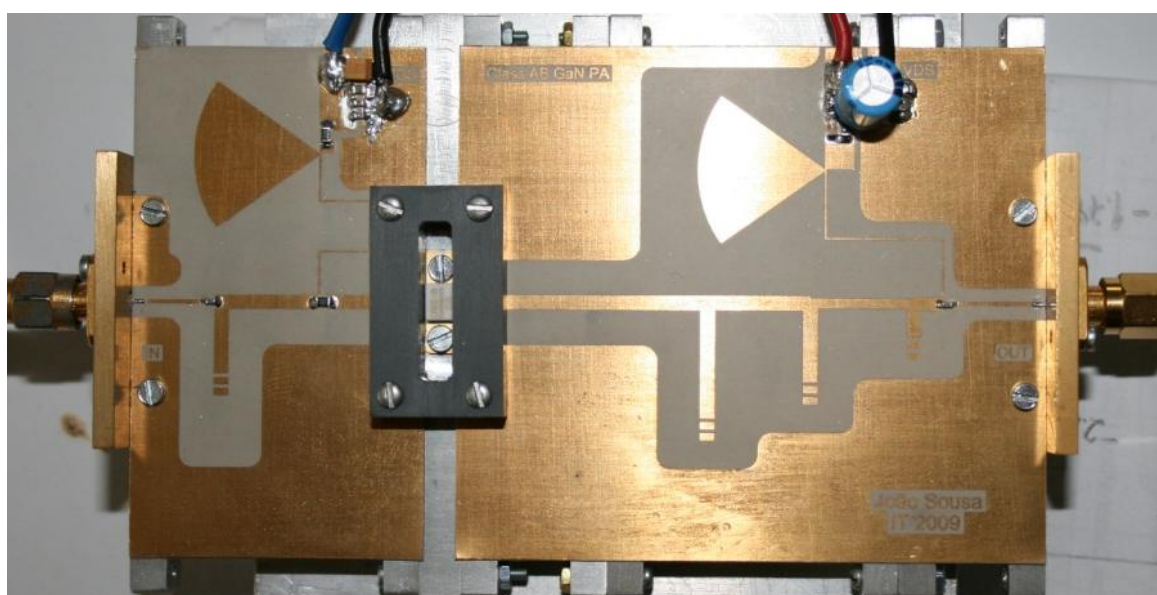


Fig. 47 – Amplificador classe AB GaN HEMT para 900MHz.

5.2 Método de medição e resultados

Realizado todo o processo de projecto e implementação do amplificador, chega à altura de o testar e analisar a sua aproximação com a realidade. Para isso, utilizou-se um esquema de montagem idêntico ao da figura seguinte (Fig. 48).

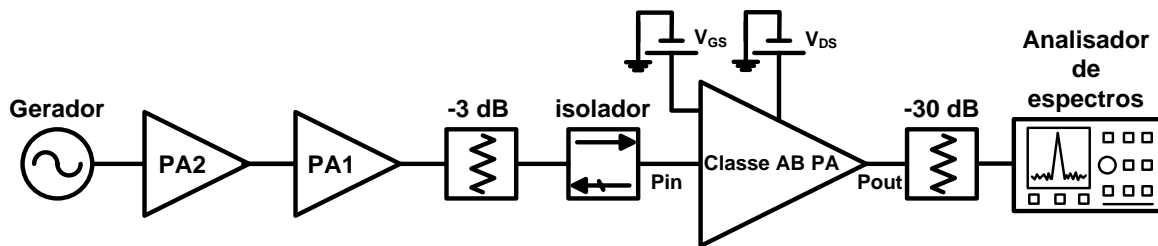


Fig. 48 – Esquema de montagem utilizado para os testes e medições do amplificador classe AB.

Como se pode ver pela figura anterior, para testar o amplificador classe AB, não se injecta o sinal RF directamente na sua entrada, uma vez que o gerador de sinais RF não tem capacidade de fornecer a potência necessária ao seu funcionamento. Para resolver esse problema introduz-se entre o gerador e o amplificador principal, dois amplificadores de potência, um atenuador de 3dB e um isolador.

À saída do amplificador também se pode observar a presença de um atenuador de 30 dB antes do analisador de espectros. A presença deste torna-se necessária, devido ao facto da potência que o amplificador classe AB apresenta na sua saída ser demasiado elevada para se injectar directamente no analisador de espectros (especificações do analisador).

Na Fig. 49 pode-se observar uma foto da montagem esquematizada na figura anterior.

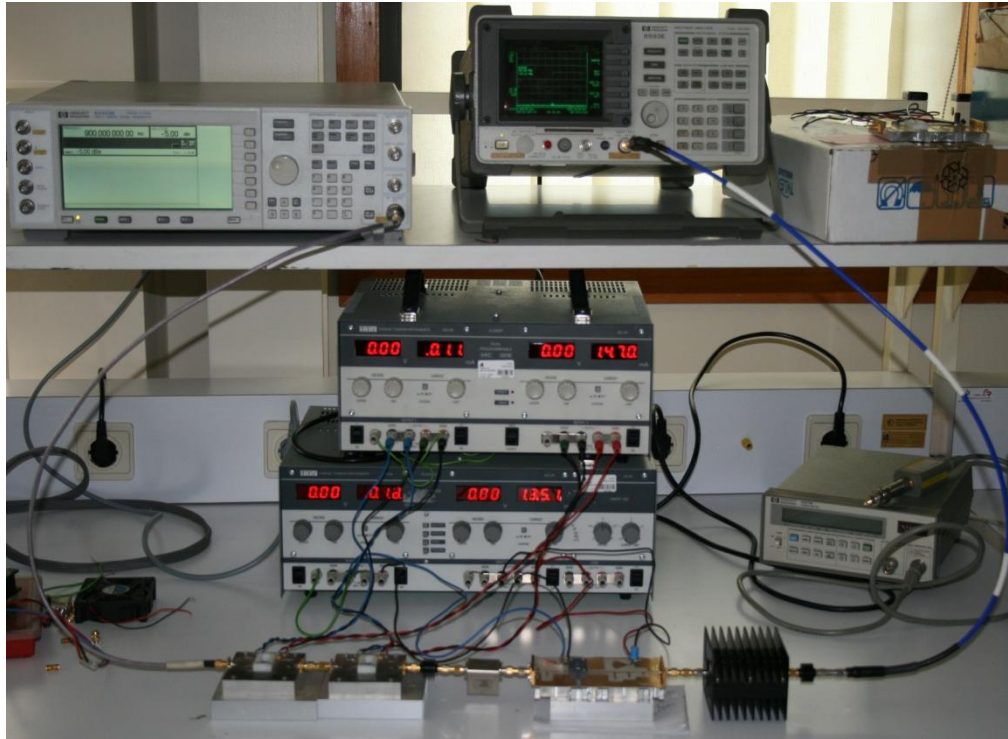
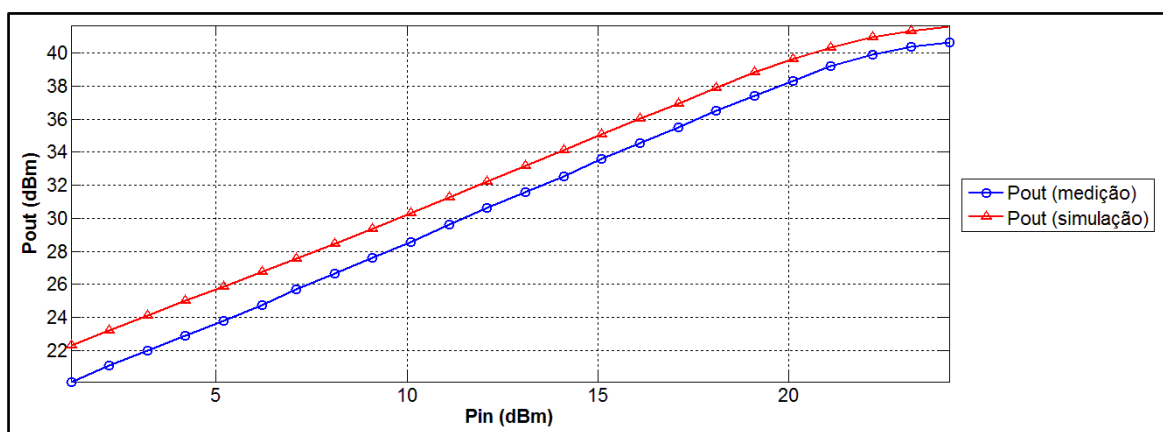
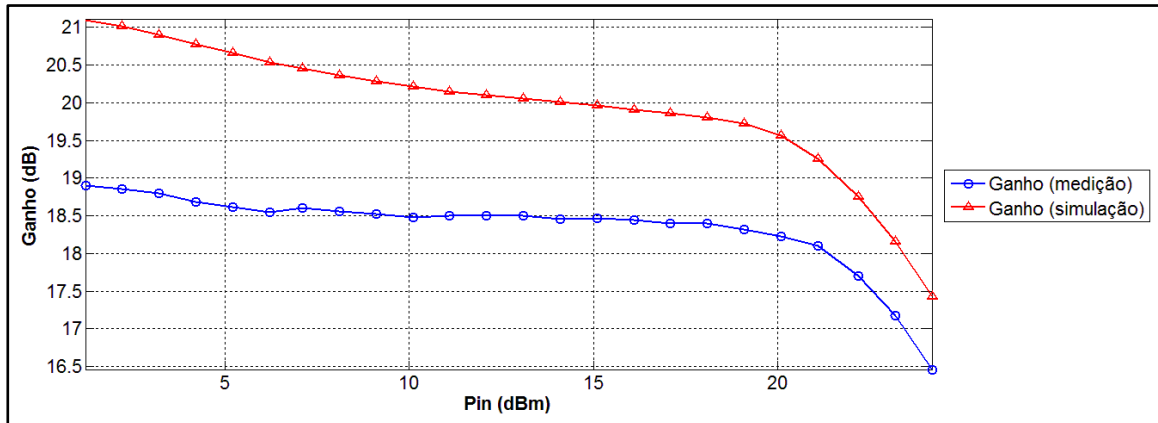


Fig. 49 – Montagem utilizada para realizar as medições do amplificador classe AB.

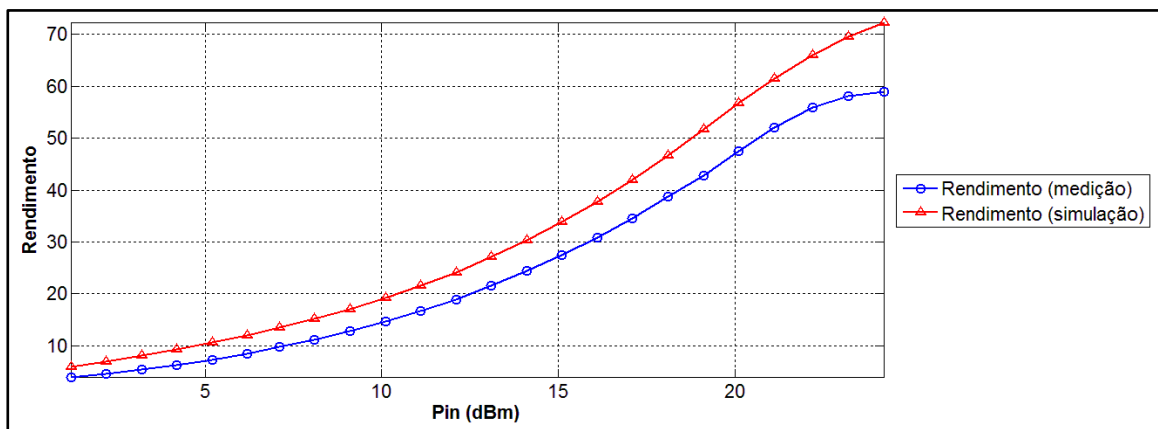
Utilizando a montagem da figura anterior (Fig. 49) obtiveram-se os seguintes resultados para o amplificador classe AB. Os resultados aparecem em comparação com os resultados obtidos em simulação (Fig. 50).



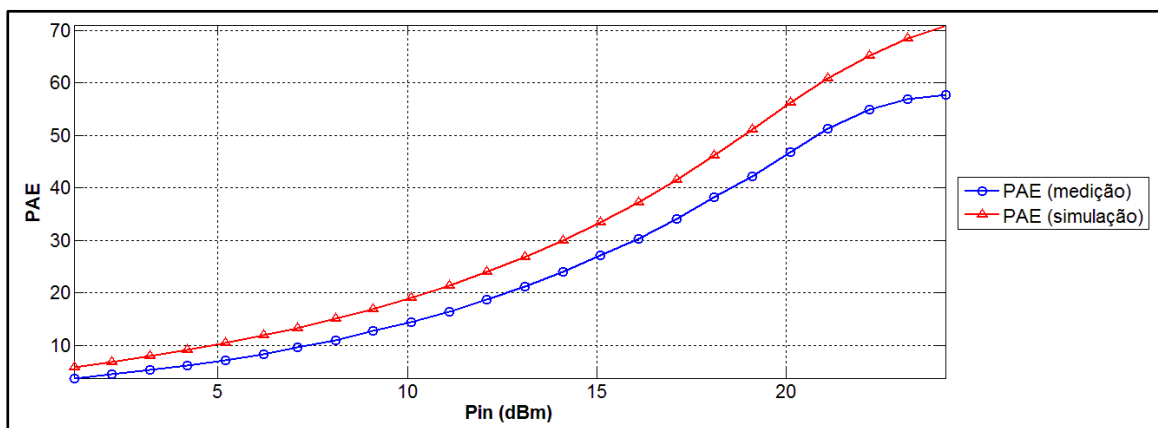
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 50 – Resultados do amplificador classe AB, obtidos a partir da montagem da Fig. 5.2.2 (todos os resultados estão tirados em função de P_{IN}); (a) gráfico da Potência de saída em dBm; (b) Gráfico do ganho em dB; (c) gráfico da eficiência; (d) gráfico do PAE.

Os valores obtidos para o ponto 1dB de compressão da potência de saída, ganho, PAE e rendimento aparecem enunciados na tabela seguinte (Tabela 4.2).

Tabela 4.2 – Tabela com os resultados práticos do Amplificador Classe AB implementado.

	Pout (dBm)	Ganho (dB)	PAE (%)	η (%)
Simulação	41.36 (36.96 @ 6dB Back-off)	18.16 (19.86 @ 6dB Back-off)	68.46 (41.53 @ 6dB Back-off)	69.53 (41.96 @ 6dB Back-off)
Experimental	40.37 (35.5 @ 6dB Back-off)	17.17 (18.4 @ 6dB Back-off)	56.93 (34.03 @ 6dB Back-off)	58.05 (34.53 @ 6dB Back-off)

Como se pode verificar pelos gráficos da Fig. 50 e pelos valores apresentados na Tabela 4.2, os resultados práticos do amplificador não coincidem completamente com os resultados obtidos em simulação, fazendo-se acentuar essa diferença para valores de potência de entrada mais elevados. No entanto, estes podem ser considerados próximos do esperado, já que na prática existem vários factores que condicionam o funcionamento do circuito e que não são tomados em conta na simulação, como por exemplo, o erro introduzido nas dimensões das linhas a quando da realização do circuito impresso e o facto do modelo do transístor utilizado não representar, de forma totalmente correcta, o comportamento do transístor na realidade.

5.3 Sumário

Este capítulo foi dedicado à implementação prática do amplificador classe AB, projectado no capítulo anterior. Para esse efeito, foram expostos e descritos todos os passos realizados nesse sentido, tais como o desenho do layout, a escolha das bases onde iria assentar o amplificador e a construção do circuito impresso.

Para além disso, foram também realizados os testes necessários ao circuito, mostrando qual o esquema usado para a sua realização, bem como a apresentação dos seus resultados e respectiva análise crítica.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÃO E TRABALHO FUTURO

Neste capítulo pretende-se fazer um pequeno sumário e conclusão do trabalho realizado ao longo deste projecto, bem como referir algumas linhas possíveis para continuação e melhoramento do mesmo.

6.1 Sumário e Conclusão

Ao longo deste trabalho foi possível verificar a importância dos amplificadores de potência para as comunicações móveis e suas características essenciais, tal como a linearidade e a eficiência, sendo que o melhoramento desta última característica é o principal objecto de estudo desta dissertação, tendo sido brevemente mencionados alguns métodos utilizados.

Sempre com estes conceitos em mente, o objectivo deste trabalho foi então estudar um dos métodos mais em voga para o aumento de eficiência dos amplificadores de potência nas comunicações móveis, a arquitectura Doherty. Foi também realizado um amplificador classe AB projectado com o intuito de uma possível integração no *carrier amplifier* da respectiva arquitectura.

Para a realização do seu estudo torna-se essencial interiorizar vários conceitos, entre eles, as classes de operação dos amplificadores de potência e as suas características fundamentais (figuras de mérito). Em relação às classes de operação foi dado mais ênfase às classes de amplificadores lineares como a classe A, B, AB e C, que são as que têm mais

importância para o amplificador Doherty, não esquecendo de referir, claro, a existência de outras classes. Já para o estudo das características fundamentais dos amplificadores de potência, foi feita referência à linearidade e às figuras de mérito que a caracterizam, falando-se também da eficiência, PAE, ganho e potência de saída.

Depois de cimentados estes conhecimentos, tornou-se então possível passar para a compreensão da arquitectura Doherty propriamente dita. Desta forma, discutiu-se todas as especificações basilares do amplificador e o seu princípio de funcionamento.

Por fim, foi projectado um amplificador classe AB, com a ajuda da ferramenta ADS da Agilent. Seguiram-se todos os passos necessários, como a escolha do dispositivo activo e sua análise, projectos das malhas de entrada, saída e estudo da estabilidade do amplificador. Garantidas todas as especificações requeridas para o bom funcionamento do mesmo, pôde-se passar para a implementação deste na prática, onde foi necessário o uso do AutoCad para o desenho do layout.

Finalmente, foram extraídos os resultados práticos do amplificador e comparados com os obtidos em simulação, onde se pôde verificar que estes, apesar de apresentarem curvas essencialmente da mesma forma, tinham valores de PAE, rendimento, potência de saída e ganho menores em relação aos da simulação, sendo isso mais evidente para níveis de sinal mais elevados. Estas diferenças podem ser originárias de vários factores externos ao circuito e que não são tomados em conta na altura da simulação, como por exemplo, o erro introduzido nas linhas a quando da realização do circuito impresso e o facto do modelo do transistor utilizado não representar, de forma 100% correcta, o comportamento do transistor na prática.

6.2 Trabalho Futuro

Para continuar a exploração futura deste trabalho várias orientações podem ser tomadas.

O primeiro passo seria fazer uma análise mais aprofundada do amplificador classe AB realizado como o estudo da sua linearidade.

Como o objecto de estudo desta dissertação é a arquitectura Doherty, a tentativa de integração deste amplificador na arquitectura seria um objectivo essencial, o que implicaria possivelmente um ajuste nas características do amplificador classe AB e a realização do *peaking amplifier*, ou seja, um amplificador em classe C que permitisse a sua implementação. Nesta fase seria interessante explorar com mais profundidade o conceito de linearidade no Doherty, implementando os métodos de *feed-forward* e pré-distorção, comparando os seus desempenhos na melhoria da linearidade desta arquitectura e analisando quais os prós e contras de cada método.

Para finalizar seria necessário realizar uma análise detalhada do Doherty implementado, extraíndo valores da sua eficiência, potência de saída, PAE, ganho e todas as figuras de mérito que permitissem analisar a sua linearidade.

REFERÊNCIAS

- [1] Nuttapon Srirattana, "High-Efficiency Linear RF Power Amplifiers Development," School of Electrical and Computer Engineering, 2005.
- [2] Vani Viswanathan, "Efficiency Enhancement of Base Station Power Amplifiers Using Doherty Technique," Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004.
- [3] Vasco Pereira and Tiago Sousa, "Evolution of Mobile Communications: from 1G to 4G," Department of Informatics Engineering of the University of Coimbra,.
- [4] Christopher Burns, "Highly efficient amplifier shows the promise of Doherty architecture," *www.rfdesign.com*, vol. 706RDF4, pp. 42-46, June 2007.
- [5] José Carlos Pedro and Nuno Borges Carvalho, *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*. Boston, London: London: Artech House Publishers, 2003.
- [6] Patrick Reynaert and Michiel Steyaert, *RF Power Amplifiers for Mobile Communications*. Dordrecht, Netherlands: Springer, 2006.
- [7] Peter B. Kennington, *High-Linearity RF Amplifier Design*. London: London: Artech House Publishers, 2000.
- [8] Steve C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Boston, London: Artech House, 1999.
- [9] Marian K. Kazimierczuk, *RF Power Amplifiers*. Dayton, USA: Wiley, 2008.
- [10] "William H. Doherty - Director, 1958-1960," *Proceedings of The Institute of Radio Engineers*, vol. 46, no. 6, June 1958.
- [11] José Fernando da Rocha Pereira, "Ondas Electromagnéticas," Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro, 2006.
- [12] Y. Yang, J. Cha, B. Shin, and B. Kim, "A Fully Matched N-way Doherty Amplifier with Optimized Linearity," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, vol. 51, no. 3, pp. 986-993, 2003.
- [13] Kyoung-Joon Cho, Wan-Jong Kim, Jong-Heon Kim, and Shawn P. Stapleton, "Linearity Optimization of a High Power Doherty Amplifier Based on Post-Distortion Compensation," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. No. 11, pp. 748-750, Novembro 2005.
- [14] Frederick H. Raab et al., "RF and Microwave Power Amplifier and Transmitter Technologies - Part 1," *High Frequency Electronics*, pp. 22-36, May 2003.

- [15] Weijia LI, Yan Wang, and Giovanni Ghione, "A 2.469~2.69GHz AlGa_N/Ga_N HEMT Power Amplifier for IEEE 802.16e WiMAX Application," *Communication Systems, 2008. ICCS 2008. 11th IEEE Singapore International Conference*, pp. 1475-1479, November 2008.
- [16] Endalkachew Shewarega Mengistu, "Large-Signal Modeling of Ga_N HEMTs for Linear Power Amplifier Design," Kassel University, Kassel, 2008.
- [17] Raquel Merlín Alonso, "Desing of High Efficiency Class-E Amplifier Using Ga_N HEMT," Universidad de Cantabria, Catambria, 2007.
- [18] Shinichi Hoshi, Yoshiaki Morino, Hideyuki Okita, and Masanori Itoh, "Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor (Ga_N-HEMT) Technology for High Gain and Highly Efficient Power Amplifiers," *Oki Technical Review*, vol. 74, no. 211, pp. 90-93, October 2007.
- [19] Pedro Miguel da Silva Cabral, "Nonlinear Modelling of Power Transistors for RF and Microwaves," Universidade de Aveiro, Aveiro, PhD 2006.

BIBLIOGRAFIA

- [20] Sanghyun Seo, "AlGa_N/Ga_N High Electron Mobility Transistors (HEMTs)," The University of Michigan,.
- [21] Von der Fakultät, "Large Signal Modeling of Ga_N HEMTs for UMTS Base Station Power Amplifier Design Taking into Account Memory Effects," Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des Rheinisch-Westfälischen, 2007.
- [22] David K. Choi, "High Efficiency Switched-Mode Power Amplifiers For Wireless Communications," University of California, Santa Barbara, 2001.
- [23] Steve C. Cripps, *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*. Boston, London: Artech House, 2002.
- [24] W. H. Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves," *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 24, no. 9, pp. 1163-1182, September 1936.
- [25] Yeong-Lin Lai and Kuo-Hua Hsu, "A New Pinched-Off Cond-FET Method to Determine Parasitic Capacitances of FET Equivalent Circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 8, pp. 1410-1418, August 2001.
- [26] Paul M. White and Richard M. Healy, "Improved Equivalent Circuit for Determination of MESFET and HEMT Parasitic Capacitances from "Coldfet" Measurements," *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, vol. 3, no. 12, pp. 453-454, December 1993.
- [27] Guillermo Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*, second edition ed. New Jersey: Prentice Hall, 1997.
- [28] Gilles Dambrine, Alain Cappy, Frédéric Heliodore, and Edouard Playez, "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit," *IEEE Transactions on Microwave and Techniques*, vol. 36, no. 7, pp. 1151-1159, July 1988.
- [29] Simon Wood and Ray Pengelly, "A High Efficiency Doherty Amplifier with Digital Predistortion for WiMAX," *High Frequency Design*, December 2008.
- [30] Bumjin Kim, D. Derickson, and C. Sun, "A High Power, High Efficiency Amplifier using Ga_N HEMT," 2004.
- [31] Bumman Kim et al., "Efficiency Enhancement of Linear Power Amplifier Using Load Modulation Technique," Department of Electronic and Electrical Engineering and Microwave Application Research Center, Korea,.
- [32] Bumman Kim, Jangheon Kim, Ildu Kim, Jeonghyeon Cha, and Sungchul Hong, "Microwave Doherty Power Amplifier for High Efficiency and Linearity," pp. 22-25, 2006.

- [33] Nicolas Dubic, Claude Duvaud, and Philippe Bouysse, "Analysis of the Doherty technique and application to a 900MHz power amplifier," *European Microwave Conference, 2002*, vol. 32nd, pp. 1-3, October 2002.
- [34] Paolo Colantonio, Franco Giannini, Rocco Giofrè, and Luca Piazzon, "The AB-C Doherty Power Amplifier. Part II: Validation," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 19, no. 3, pp. 307-316, July 2009.
- [35] Paolo Colantonio, Franco Giannini, Rocco Giofrè, and Luca Piazzon, "The AB-C Doherty Power Amplifier. Part I: Theory," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 19, no. 3, pp. 293-305, May 2009.
- [36] Youngoo Yang, Jaehyok Yi, Young Yun Woo, and Bumman Kim, "Experimental Investigation on Efficiency and Linearity of Microwave Doherty Amplifier," *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, vol. 2, pp. 1367-1370, 2001.
- [37] A. Z. Markets et al., "A 6W Uneven Doherty Power Amplifier in GaN Technology," *Proceedings of the 2nd European Microwave Integrated Circuits Conference*, pp. 299-302, October 2007.

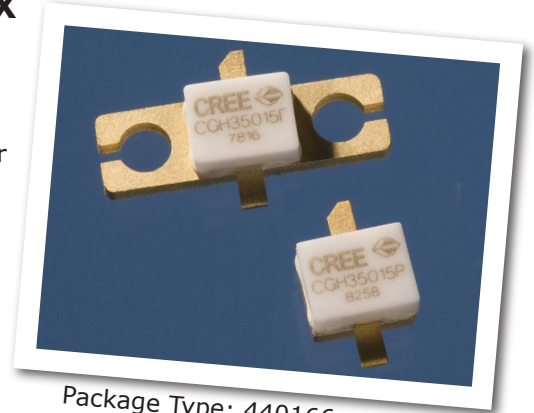
Anexo N.º 1

CGH35015 Datasheet

CGH35015

15 W, 3300-3900 MHz, 28V, GaN HEMT for WiMAX

Cree's CGH35015 is a gallium nitride (GaN) high electron mobility transistor designed specifically for 802.16-2004 WiMAX Fixed Access applications. GaN HEMTs offer high efficiency, high gain and wide bandwidth capabilities, which makes the CGH35015 ideal for 3.3-3.9GHz WiMAX and BWA amplifier applications. The transistor is available in both screw-down, flange and solder-down, pill packages.



Package Type: 440166 and 440196
PN: CGH35015F and CGH35015P

Typical Performance 3.4-3.9GHz ($T_c = 25^\circ\text{C}$)

Parameter	3.4 GHz	3.5 GHz	3.6 GHz	3.8 GHz	3.9 GHz	Units
Gain @ $P_{OUT} = 2\text{ W}$	11.6	11.8	12.0	11.8	11.2	dB
P_{OUT} @ 2.0 % EVM	33.0	33.0	33.0	33.5	33.5	dBm
Drain Efficiency @ 2.0 % EVM	23.0	23.0	24.0	18.0	17.0	%
Input Return Loss	4.0	4.5	6.0	13.0	9.0	dB

Note:

Measured in the CGH35015F-TB amplifier circuit, under 802.16 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, 5 ms Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3.

Features

- 3.3 - 3.9 GHz Operation
- >11 dB Small Signal Gain
- >2.0 W P_{OUT} at 2.0 % EVM
- 24 % Efficiency at 2.0 W P_{OUT}
- 15 W Typical P_{3dB}
- WiMAX Fixed Access 802.16-2004 OFDM





Absolute Maximum Ratings (not simultaneous) at 25°C Case Temperature

Parameter	Symbol	Rating	Units
Drain-Source Voltage	V_{DS}	84	Volts
Gate-to-Source Voltage	V_{GS}	-10, +2	Volts
Storage Temperature	T_{STG}	-55, +150	°C
Operating Junction Temperature	T_J	175	°C
Soldering Temperature	T_S	225	°C
Thermal Resistance, Junction to Case ¹	$R_{\theta JC}$	5.0	°C/W
Screw Torque	T	60	in-oz

Note:

¹ Measured for the CGH35015F at $P_{DISS} = 14W$.

Electrical Characteristics ($T_c = 25^\circ C$)

Characteristics	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
DC Characteristics						
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	-3.0	-2.5	-1.8	VDC	$V_{DS} = 10 V, I_D = 3.6 mA$
Gate Quiescent Voltage	$V_{GS(Q)}$	-	-2.4	-	VDC	$V_{DS} = 28 V, I_D = 60 mA$
Saturated Drain Current	I_{DS}	2.4	2.7	-	A	$V_{DS} = 6.0 V, V_{GS} = 2.0 V$
Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{(BR)DSS}$	84	100	-	VDC	$V_{GS} = -8 V, I_D = 3.6 mA$
Case Operating Temperature	T_c	-10	-	+105	°C	
RF Characteristics^{2,3} ($T_c = 25^\circ C, F_0 = 3.5 GHz$ unless otherwise noted)						
Small Signal Gain	G_{SS}	11	12	-	dB	$V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 60 mA$
Drain Efficiency ¹	η	22	24	-	%	$V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 60 mA, P_{AVE} = 2.0 W$
Back-Off Error Vector Magnitude	EVM_1	-	2.5	-	%	$V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 60 mA, P_{AVE} = 18 dBm$
Error Vector Magnitude	EVM_2	-	2.0	-	%	$V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 60 mA, P_{AVE} = 2.0 W$
Output Mismatch Stress	VSWR	-	10 : 1	-	Ψ	No damage at all phase angles, $V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 60 mA,$ $P_{AVE} = 2.0 W$
Dynamic Characteristics						
Input Capacitance	C_{GS}	-	5.00	-	pF	$V_{DS} = 28 V, V_{gs} = -8 V, f = 1 MHz$
Output Capacitance	C_{DS}	-	1.32	-	pF	$V_{DS} = 28 V, V_{gs} = -8 V, f = 1 MHz$
Feedback Capacitance	C_{GD}	-	0.43	-	pF	$V_{DS} = 28 V, V_{gs} = -8 V, f = 1 MHz$

Notes:

¹ Drain Efficiency = P_{out} / P_{DC}

² Under 802.16 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, 5 ms Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3.

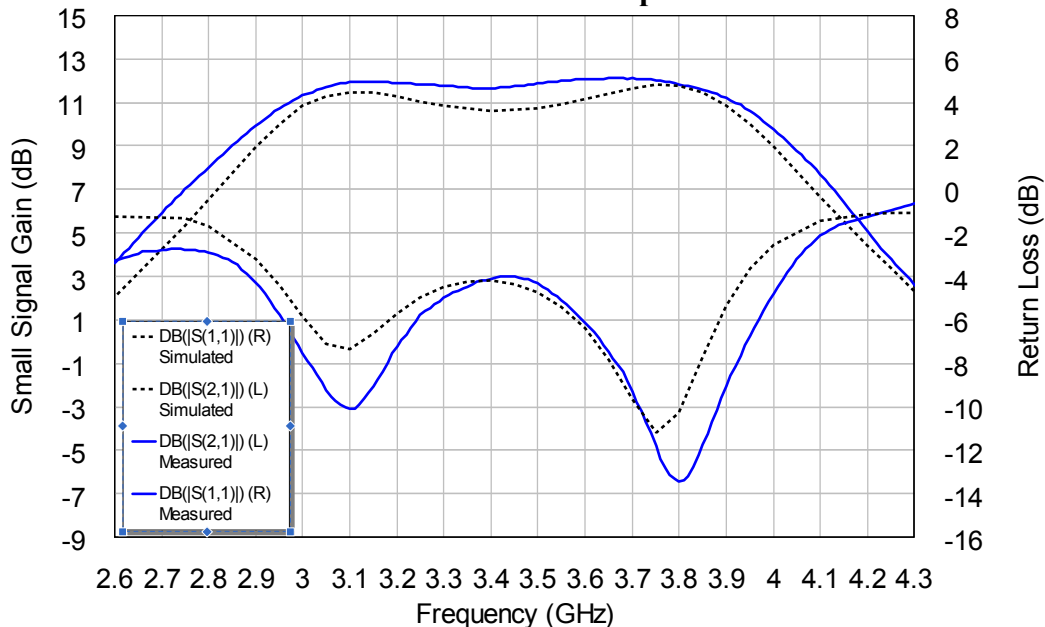
³ Measured in the CGH35015F-TB test fixture.

Typical WiMAX Performance

Modeled vs Measured Performance of CGH35015 in Broadband Amplifier Circuit

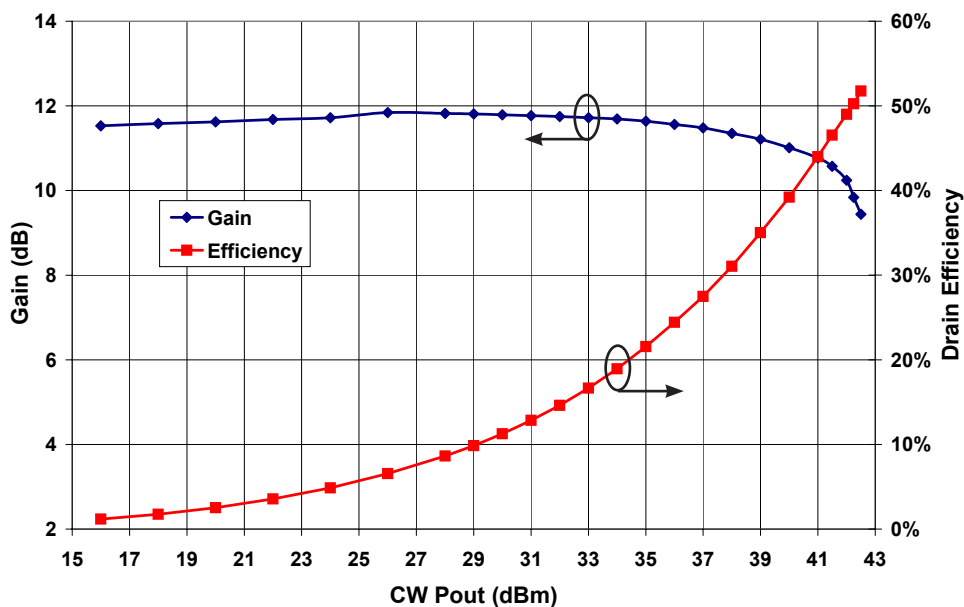
$V_{DD} = 28\text{ V}$, $I_{DQ} = 60\text{ mA}$, OFDM BW = 3.5 MHz

Simulated & Measured WiMax Amplifier S21 & S11



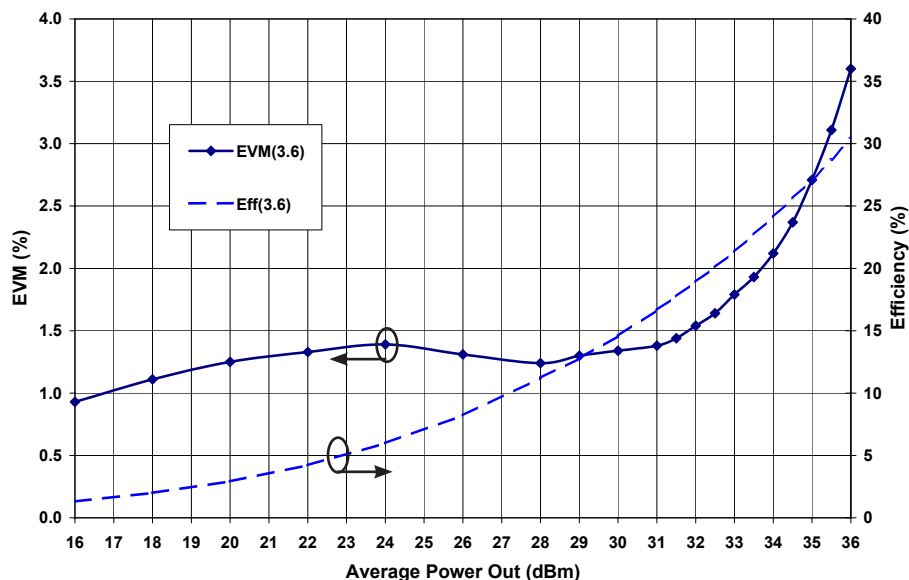
Single Tone CW Gain and Efficiency of CGH35015 vs. Output Power in Broadband Amplifier Circuit

$V_{DD} = 28\text{ V}$, $I_{DQ} = 60\text{ mA}$, Freq = 3.6 GHz



Typical WiMAX Performance

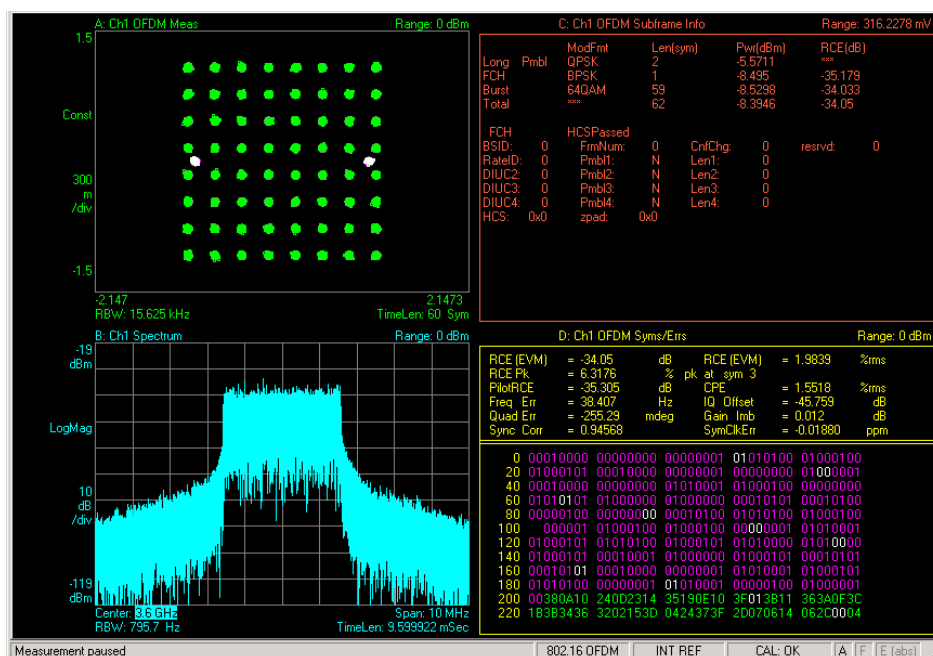
Typical EVM and Efficiency of CGH35015 in Broadband Amplifier Circuit at 3.6 GHz F=3.6 GHz, 802.16-2004 OFDM, P/A=9.8 dB



Note:

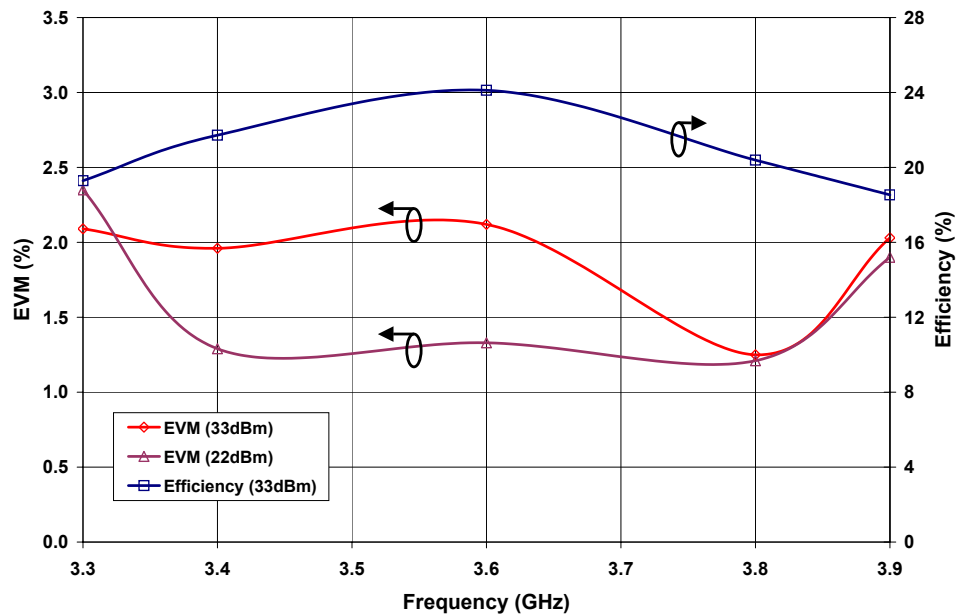
Under 802.16 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3.

Typical Constellation Chart, Spectral Mask, and EVM of CGH35015 in Broadband Amplifier Circuit at 3.6 GHz
 $V_{DD} = 28\text{ V}$, $I_{DO} = 60\text{ mA}$, $P_{AVE} = 2.0\text{ W}$



Typical WiMAX Performance

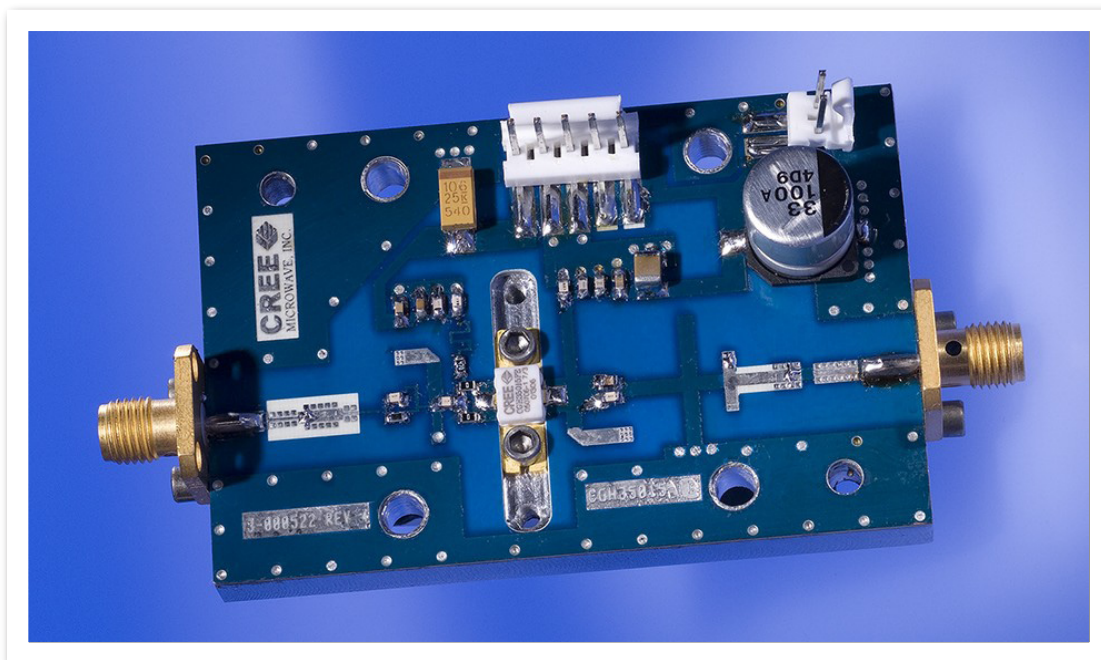
Typical EVM and Efficiency at 22dBm and 33 dBm vs Frequency of CGH35015 in Broadband Amplifier Circuit



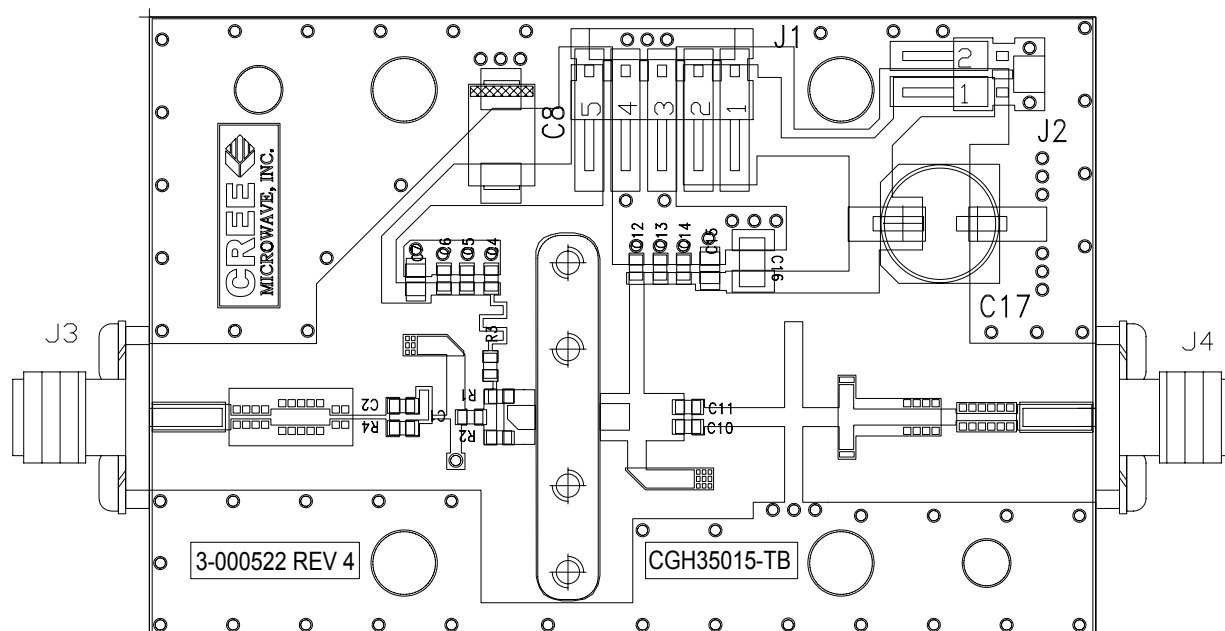
Note:

Under 802.16 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3.

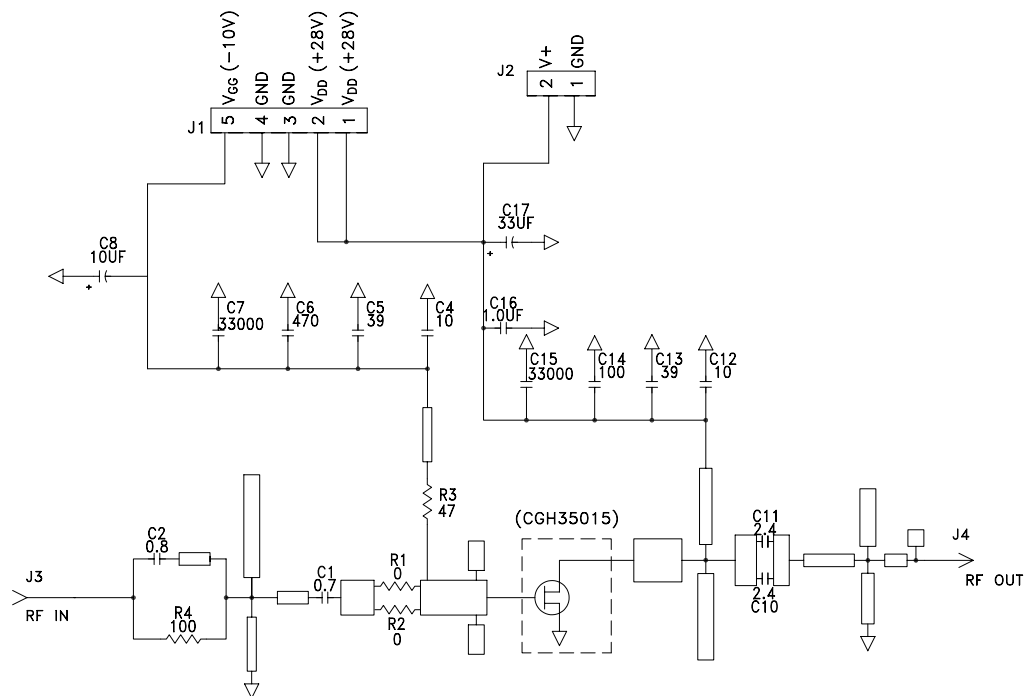
CGH35015F-TB Demonstration Amplifier Circuit



CGH35015-TB Demonstration Amplifier Circuit Outline



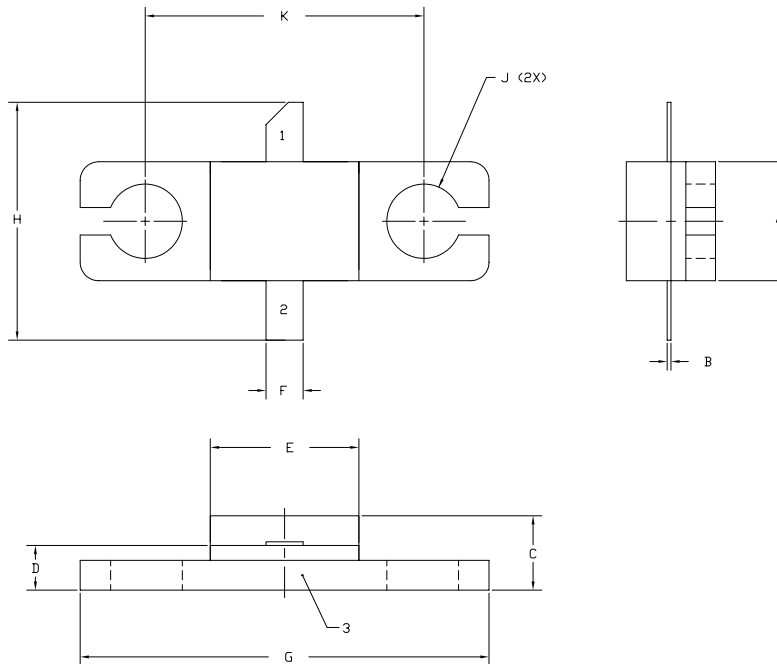
CGH35015-TB Demonstration Amplifier Circuit Schematic



CGH35015-TB Demonstration Amplifier Circuit Bill of Materials

Designator	Description	Qty
C1	CAP, 0.7pF, +/-0.1 pF, 0603, ATC 600S	1
C2	CAP, 0.8pF, +/-0.1 pF, 0603, ATC 600S	1
C10,C11	CAP, 2.4pF,+/-0.1pF, 0603, ATC 600S	2
C4	CAP, 10.0pF, +/-5%, 0603, ATC 600S	1
C5,C13	CAP, 39 PF±5%, 0603, ATC 600S	2
C14	CAP, 100 PF±5%, 0603, ATC 600S	1
C6	CAP, 470 PF ±10%,100 V, 0603	1
C7,C15	CAP, 33000PF, 100V, 0805, X7R	2
C8	CAP, 10UF, 16V, SMT, TANTALUM (240096)	1
C16	CAP, 1.0UF ±10%, 100V, 1210, X7R	1
C17	CAP, 33UF, 100V, ELECT, FK, SMD	1
R1,R2	RES, 1/16W, 0603, 0 Ohms, 1%	2
R3	RES, 1/16W, 0603, 47 Ohms ≤5%	1
R4	RES, 1/16W, 0603, 100 Ohms ≤5%	1
J1	5-PIN, MOLEX, MALE, CONNECTOR	1
J2	2-PIN, MOLEX, MALE, CONNECTOR	1
J3,J4	SMA, FEMALE, CONNECTOR	2
Q1	CGH35015	1

Product Dimensions CGH35015F (Package Type — 440166)



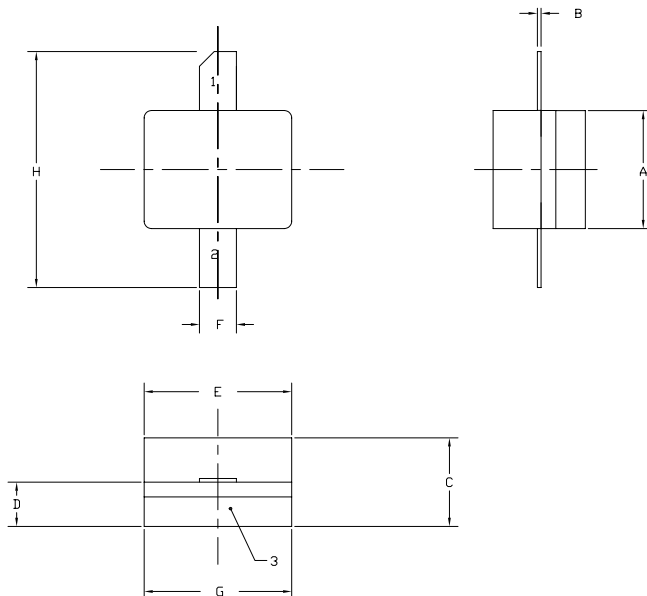
NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. ADHESIVE FROM LID MAY EXTEND A MAXIMUM OF 0.020" BEYOND EDGE OF LID.
4. LID MAY BE MISALIGNED TO THE BODY OF THE PACKAGE BY A MAXIMUM OF 0.008" IN ANY DIRECTION.
5. ALL PLATED SURFACES ARE NI/AU

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.155	0.165	3.94	4.19
B	0.004	0.006	0.10	0.15
C	0.115	0.135	2.92	3.43
D	0.057	0.067	1.45	1.70
E	0.195	0.205	4.95	5.21
F	0.045	0.055	1.14	1.40
G	0.545	0.555	13.84	14.09
H	0.280	0.360	7.87	8.38
J	Ø .100		2.54	
K	0.375		9.53	

PIN 1. GATE
PIN 2. DRAIN
PIN 3. SOURCE

Product Dimensions CGH35015P (Package Type — 440196)



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. ADHESIVE FROM LID MAY EXTEND A MAXIMUM OF 0.020" BEYOND EDGE OF LID.
4. LID MAY BE MISALIGNED TO THE BODY OF THE PACKAGE BY A MAXIMUM OF 0.008" IN ANY DIRECTION.
5. ALL PLATED SURFACES ARE NI/AU

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.155	0.165	3.94	4.19
B	0.003	0.006	0.10	0.15
C	0.115	0.135	2.92	3.17
D	0.057	0.067	1.45	1.70
E	0.195	0.205	4.95	5.21
F	0.045	0.055	1.14	1.40
G	0.195	0.205	4.95	5.21
H	0.280	0.360	7.112	9.114

PIN 1. GATE
PIN 2. DRAIN
PIN 3. SOURCE



Disclaimer

Specifications are subject to change without notice. Cree, Inc. believes the information contained within this data sheet to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Cree for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Cree. Cree makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose. "Typical" parameters are the average values expected by Cree in large quantities and are provided for information purposes only. These values can and do vary in different applications and actual performance can vary over time. All operating parameters should be validated by customer's technical experts for each application. Cree products are not designed, intended or authorized for use as components in applications intended for surgical implant into the body or to support or sustain life, in applications in which the failure of the Cree product could result in personal injury or death or in applications for planning, construction, maintenance or direct operation of a nuclear facility.

For more information, please contact:

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, NC 27703
www.cree.com/wireless

Ryan Baker
Marketing
Cree, Wireless Devices
919.287.7816

Tom Dekker
Sales Director
Cree, Wireless Devices
919.313.5639